正誤表

この製品のデータシートに間違いがありましたので、お詫びして訂正いたします。
この正誤表は、2023 年 3 月 7 日現在、アナログ・デバイセズ株式会社で確認した誤りを記したものです。
なお、英語のデータシート改版時に、これらの誤りが訂正される場合があります。

正誤表作成年月日： 2023 年 3 月 7 日
製品名：　LTC7878
対象となるデータシートのリビジョン(Rev)：Rev.0
訂正箇所：17 ページ、左の段、一番上、出力電圧の設定の項　式と最後の文

【誤】

$$V_{OUT} = 1.0V \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

ここで R2 は VOUT に接続され、R1 は SGND に接続されています。

【正】

$$VOUT = 1.0V \times \left(1 + \frac{R1}{R2」}\right)$$

ここで R1 は VOUT－VFB 間に接続され、R1 は VFB－SGND 間に接続されています。

アナログ・デバイセズ株式会社

本　　社／〒105-6891　東京都港区海岸 1-16-1
ニューピア竹芝サウスタワービル
電話 03（5402）8200
大阪営業所／〒532-0003　大阪府大阪市淀川区宮原 3-5-36
新大阪トラストタワー
電話 06（6350）6868

インダクタのDCRによる電流検出機能付き 70V並列接続可能4スイッチ昇降圧コントローラ

特長

- **単一インダクタ・アーキテクチャにより、レギュレーションされるV_{OUT}より高いV_{IN}、低いV_{IN}、または等しいV_{IN}で動作**
- **同期整流動作：最大効率98%**
- **広いV_{IN}範囲：5V～70V**
- **出力電圧精度：±1%（1V ≤ V_{OUT} ≤ 70V）**
- **DCRまたはR_{SENSE}による電流検出**
- **降圧、昇圧、昇降圧モードでのピーク電流モード制御**
- **プログラマブルな入出力電流レギュレーション**
- 7V NMOSゲート・ドライバ
- フェーズ・ロック可能な周波数（100kHz～600kHz）
- 複数ICによる多相並列動作
- 連続動作とパルススキッピング・モード動作を選択可能、インダクタ・ピーク電流制限あり
- 小型32ピン5mm × 5mm QFNパッケージ

アプリケーション

- 産業システムおよびテレコム・システム
- 分散型DC電源システムまたはバッテリ・システム

概要

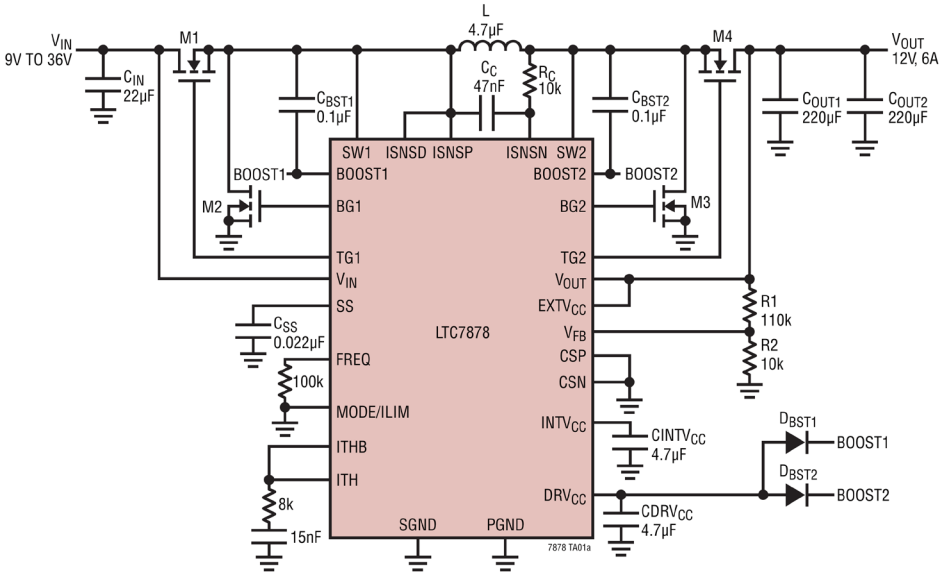
LTC®7878は、高性能の昇降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラで、入力電圧が出力電圧より高い場合、低い場合、あるいは等しい場合のいずれでも動作します。固定周波数のピーク電流モード・アーキテクチャにより、最高600kHzまでフェーズ・ロック可能なスイッチング周波数が利用できます。また、プログラマブルな入力／出力の電流ループによって平均入力／出力電流の正確なレギュレーションを実現し、バッテリ充電アプリケーションをサポートできます。入出力電圧範囲が5V～70Vと広く、動作領域間の遷移がシームレスかつロー・ノイズであるため、LTC7878は産業システムやテレコム・システムに最適です。

LTC7878は強制連続モード（FCM）もしくはパルススキッピング・モードで動作します。複数ICの多相並列動作が可能であり、高出力アプリケーションに対応可能です。追加機能としては、7VのNチャンネル・ゲート・ドライバ、自動切り替えの$EXTV_{CC}$補助電源、プログラマブルなインダクタのピーク電流制限などがあります。PGOODピンで、出力が設定電圧の10%範囲に入っていることを示します。

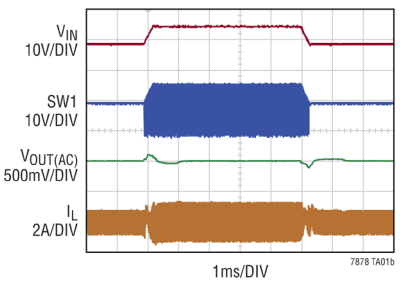
LTC7878は薄型の32ピンQFNパッケージを採用しています。

全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例



入力電圧のライン・トランジェント（$9V_{IN}$～$15V_{IN}$～$9V_{IN}$）

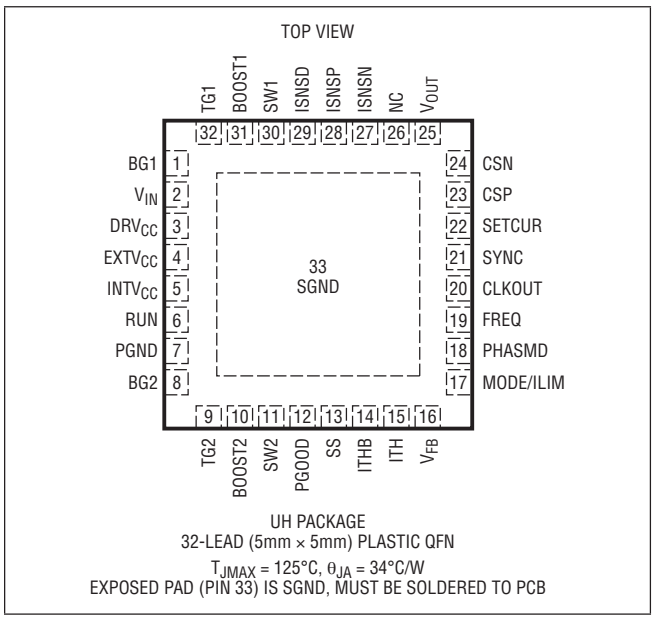


絶対最大定格

(Note 1)

入出力電圧(V_{IN}、V_{OUT}) .....–0.3V～72V
上側ドライバ電圧
(BOOST1、BOOST2) .....–0.3V～78V
スイッチ電圧(SW1、SW2) .....–5V～72V
(BOOST1–SW1)、(BOOST2–SW2) .....–0.3V～8V
インダクタ電流検出電圧
(ISNSP、ISNSN、ISNSD) .....–5V～72V
入出力電流検出電圧
(CSP、CSN) .....–0.3V～72V
$EXTV_{CC}$電圧.....–0.3V～72V
RUN電圧 .....–0.3V～12V
PGOOD電圧.....–0.3V～6V
ITH、ITHB、V_{FB}電圧.....–0.3V～$INTV_{CC}$
PHASMD、SETCUR、SS電圧.....–0.3V～$INTV_{CC}$
FREQ、SYNC、CLKOUT電圧 .....–0.3V～$INTV_{CC}$
MODE/ILIM電圧 .....–0.3V～$INTV_{CC}$
DRV_{CC}ピーク電流(Note 10) 100mA
TG1、BG1、TG2、BG2..... (Note 9)
動作ジャンクション温度範囲(Note 2、3)
LTC7878A.....–40°C～125°C
保存温度範囲 .....–65°C～150°C

ピン配置



UH PACKAGE
32-LEAD (5mm × 5mm) PLASTIC QFN
T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 34°C/W
EXPOSED PAD (PIN 33) IS SGND, MUST BE SOLDERED TO PCB

発注情報

鉛フリー仕上げ	テープ&リール	部品マーキング*	パッケージの説明	温度範囲
LTC7878AUH#PBF	LTC7878AUH#TRPBF	LTC7878	32ピン(5mm × 5mm)プラスチックQFN	–40°C～125°C

更に広い動作温度範囲仕様のデバイスについては、弊社または弊社代理店までお問い合わせください。*温度グレードは出荷容器のラベルに表示されています。

テープ&リールの仕様。一部のパッケージは指定された販売チャンネルを通じて500個単位のリールで供給され、製品番号末尾に「#TRMPBF」という記号が付いています。

電気的特性

● は、仕様規定されている全動作ジャンクション温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、特に指定のない限り T_A = 25°C、V_{IN} = 12V、RUN > 1.25V での値です（Note 2）。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Bias Supply (V_{IN}, $EXTV_{CC}$)							
V_{IN}	Bias Input Supply Operating Voltage Range			5		70	V
EXTVcc	Auxiliary Bias Voltage Operating Range			5		70	V
I_Q	V_{IN} Supply Current (Shutdown Mode)	V_{IN} = 5V, RUN = 0V, $EXTV_{CC}$ = 0V			70	100	µA
	V_{IN} Supply Current (Standby Mode)	V_{IN} = 5V, RUN = 0.9V, $EXTV_{CC}$ = 0V			3		mA
Controller Operation							
V_{OUT}	Output Voltage Operating Range			1		70	V
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	(Note 4) ITH, ITHB Voltage = 1.2V	●	0.99	1.00	1.01	V
IV_{FB}	V_{FB} Pin Current	(Note 4)			–50	–100	nA
$V_{REFLNREG}$	Reference Voltage Line Regulation	(Note 4), V_{IN} = 12V to 72V			0.01	0.2	%
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	Measure in Servo Loop, ITH = ITHB, ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 1.8V			0.05	0.2	%
		Measure in Servo Loop, ITH = ITHB, ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 0.6V			–0.05	–0.2	%
g_m	Error Amplifier Transconductance g_m	(Note 4) ITH = ITHB = 1.2V, Sink/Source = 10µA			2		mmho
g_{mb} (Buck)	Error Amplifier Transconductance g_{mb}	(Note 4) ITH = ITHB = 1.2V, Sink/Source = 10µA			1		mmho
$UVLO_DRV_{CC}$	DRV_{CC} Undervoltage Lockout	DRV_{CC} Ramping Down		3.9	4.3	4.5	V
UVLO_DRV_HYS	DRV_{CC} Undervoltage Hysteresis				0.35		V
$UVLO_INTV_{CC}$	$INTV_{CC}$ Undervoltage Lockout	$INTV_{CC}$ Ramping Down			3.95		V
UVLO_INTV_HYS	$INTV_{CC}$ Undervoltage Hysteresis				0.45		V
V_{RUN}	RUN Pin Threshold 1 (Shutdown to Standby) RUN Pin Threshold 2 (Standby to On)	V_{RUN} Rising V_{RUN} Rising		0.3 1.1	0.57 1.2	 1.3	V V
I_{RUN}	RUN Pin Source Current	V_{RUN} <0.57V 0.57V < V_{RUN} < 1.2V V_{RUN} > 1.2V			1 2 6		µA µA µA
I_{SS}	Soft-Start (SS Pin) Source Current				2.5		µA
DMAX_BG2	Maximum Duty Cycle of Boost Mode (BG2)				90		%
Inductor Current Sensing							
$V_{SENSE(ILMAX)}$	Maximum Inductor Peak Current Sense Threshold	MODE/ILIM < $INTV_{CC}$/2, ITH = ITHB = 2.1V, V_{ISNSP}– V_{ISNSD} = 25mV	●	18	25	32	mV
		MODE/ILIM > $INTV_{CC}$/2, ITH = ITHB = 2.1V, V_{ISNSP} – V_{ISNSD} = 50mV	●	40	50	60	mV
		MODE/ILIM < $INTV_{CC}$/2, ITH = ITHB = 2.1V, V_{ISNSP} = V_{ISNSD}	●	92	100	108	mV
		MODE/ILIM > $INTV_{CC}$/2, ITH = ITHB = 2.1V, V_{ISNSP} = V_{ISNSD}	●	190	200	210	mV
I_{ISNSD}	ISNSD Pin Leakage Current				0	±0.1	µA
I_{ISNSN}	ISNSN Pin Leakage Current				0	±0.1	µA
Input/Output Average Current Regulation							
I_{CSP}	CSP Pin Input Current	V_{CSP} = V_{CSN} > 5V, V_{CSP} – V_{CSN} = 50mV			14	20	µA
I_{CSN}	CSN Pin Input Current	V_{CSP} = V_{CSN} > 5V, V_{CSP} – V_{CSN} = 50mV			14	20	µA
ΔI_{CS}	CSP/CSN Pin Current Mismatch	V_{CSP} = 12V, V_{CSP} – V_{CSN} = 50mV			0.05	±1	µA
$V_{MAX(IAVG)}$	Maximum Average Current Limit	V_{CSP} = 12V	●	46.5	50	53	mV
I_{SETCUR}	SETCUR Pin Output Current			14	15	16	µA

電気的特性

● は、仕様規定されている全動作ジャンクション温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、特に指定のない限り T_A = 25°C、V_{IN} = 12V、RUN > 1.25V での値です（Note 2）。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
DRV_{CC} and $INTV_{CC}$ Linear Regulators							
$VDRV_{CC}$	DRV_{CC} Regulation Voltage	V_{IN} = 12V, $EXTV_{CC}$ = 0V V_{IN} = 5V, $EXTV_{CC}$ = 12V		6.8 6.8	7 7	7.2 7.2	V V
V_{DRVCC_LREG}	DRV_{CC} Voltage Load Regulation	$IDRV_{CC}$ = 0mA to 55mA, V_{IN} = 12V			1	2	%
V_{INTVCC}	$INTV_{CC}$ Regulation Voltage			4.8	5	5.2	V
Oscillator and Phase Locked Loop							
I_{FREQ}	FREQ Pin Output Current			9	10	11	µA
$f_{SW(MIN)}$	Low Fixed Switching Frequency	V_{FREQ} = 0V			50		kHz
$f_{SW(MAX)}$	High Fixed Switching Frequency	V_{FREQ} = 5V			800		kHz
f_{SW_SYNC}	Synchronizable Frequency	SYNC = External Clock		100		600	kHz
V_{TH_SYNC}	SYNC Pin Input Threshold	SYNC Pin Rising			1.2	2	V
		SYNC Pin Falling		0.5	0.9		V
R_{SYNC}	SYNC Pin Input Resistance to Ground				500		kΩ
	Clock Output High Voltage			4.8	5		V
	Clock Output Low Voltage				0	0.2	V
Power Good							
V_{PGOOD}	PGOOD Trip Level, V_{FB} Respect to Set Regulated Voltage	V_{FB} Ramping Negative			–10		%
		V_{FB} Ramping Positive			10		%
R_{PGOOD}	PGOOD Open Drain On-Resistance				55		Ω
I_{PGOOD}	PGOOD Leakage Current	V_{PGOOD} = 6V				±1	µA
Gate Drivers							
R_{TG1}, R_{TG2}	Top Driver Pull-Up On-Resistance	BOOST – SW = 7V			3		Ω
	Top Driver Pull-Down On-Resistance	BOOST – SW = 7V			1.5		Ω
R_{BG1}, R_{BG2}	Bottom Driver Pull-Up On-Resistance	DRV_{CC} = 7V			3.5		Ω
	Bottom Driver Pull-Down On-Resistance	DRV_{CC} = 7V			3		Ω

Note 1： 上記の絶対最大定格を超えるストレスを加えるとデバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。デバイスを長時間絶対最大定格状態に置くと、デバイスの信頼性と寿命に影響を与えることがあります。

Note 2： LTC7878は $T_J \approx T_A$ となるようなパルス負荷条件下でテストされています。LTC7878Aは、–40°C～125°Cのジャンクション温度で仕様を満たすよう設計されています。ジャンクション温度が高いと動作寿命が低下します。動作寿命は125°Cを超えるジャンクション温度ではディレーティングされます。これらの仕様に整合する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗、およびその他の環境要因と共に、特定の動作条件によって決まります。ジャンクション温度（T_J (°C)）は、次式を使って周囲温度（T_A (°C)）と消費電力（P_D(W)）から計算します。$T_J = T_A + (P_D \cdot J_A)$、ここで$\theta_{JA}$ (°C/W)はパッケージの熱抵抗です。

Note 3： V_{IN} > $EXTV_{CC}$ かつ $EXTV_{CC}$ > 8Vのときは、V_{BIAS} の電源電流が $EXTV_{CC}$ ピンに流れて、入力電源の全自己消費電流は減少します。

Note 4： LTC7878は帰還ループでテスト済みです。このループではV_{ITH}を仕様規定された電圧にサーボして得られたV_{FB}を測定します。–40°C～125°Cでの仕様は、製造時にはテストされておらず、設計、特性評価、および他の温度での製造時テストとの相関関係によって確保されています。

Note 5： 動作時の電源電流は、スイッチング周波数で供給されるゲート電荷によって増加します。アプリケーション情報のセクションを参照してください。

Note 6： 立上がり時間と立下がり時間は、10%と90%のレベルで測定しています。遅延時間は50%のレベルで測定しています。

Note 7： 最小オン時間の条件は、$I_{L(MAX)}$の40%を超えるインダクタのピークtoピーク・リップル電流に対して仕様規定されています（アプリケーション情報のセクションの最小オン時間に関する考慮事項を参照）。

Note 8： このICには一時的な過負荷からデバイスを保護するための過熱保護機能が搭載されています。この保護機能が動作するときは、ジャンクション温度が最大定格を超えています。仕様に規定された絶対最大動作ジャンクション温度を超える温度での連続動作は、デバイスの信頼性を損なったり、デバイスに恒久的な損傷を生じさせたりする可能性があります。

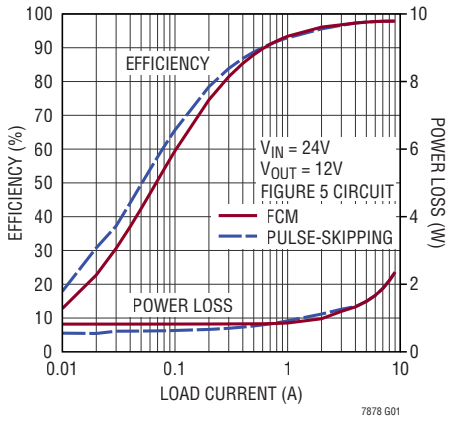
Note 9： これらのピンには電圧も電流も印加しないでください。接続するのは容量性負荷のみにしてください。それ以外の場合、恒久的な損傷が生じる可能性があります。

Note 10： 設計により性能を確保。

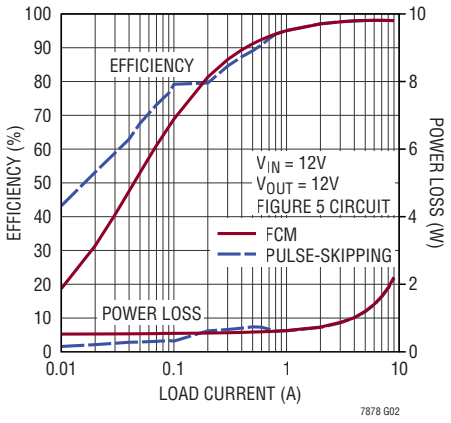
代表的な性能特性

特に指定のない限り、T_A = 25°C。

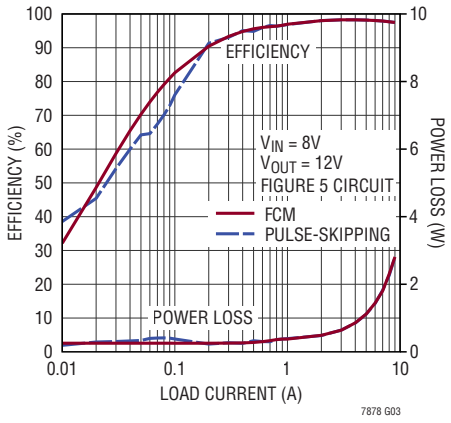
効率および電力損失と負荷電流の関係(降圧モード)



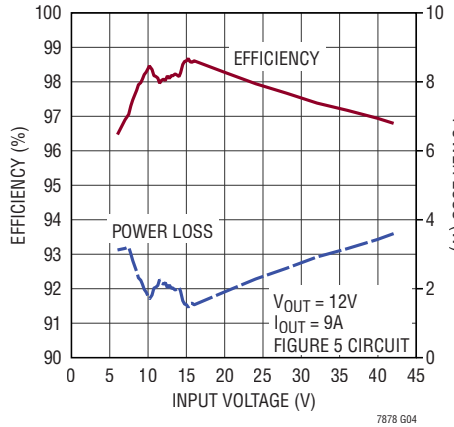
効率および電力損失と負荷電流の関係(昇降圧モード)



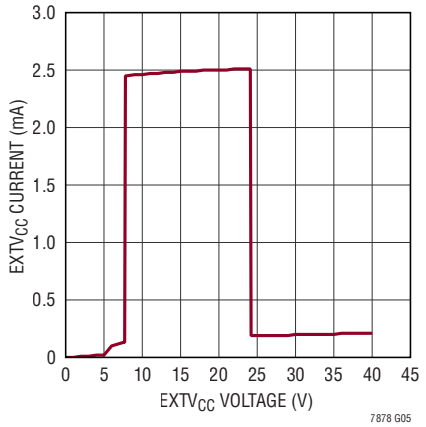
効率および電力損失と負荷電流の関係(昇圧モード)



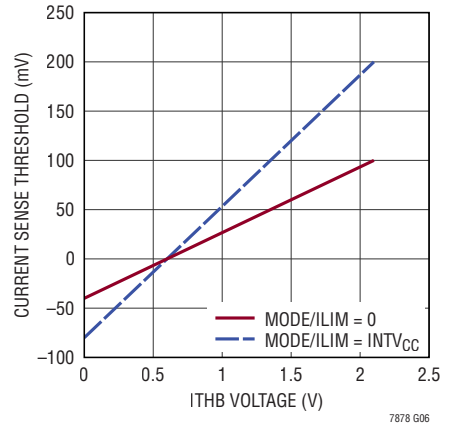
効率および電力損失とV_{IN}の関係



$EXTV_{CC}$バイアスの電圧による切り替わり特性、V_{IN} = 24V、スイッチング無し



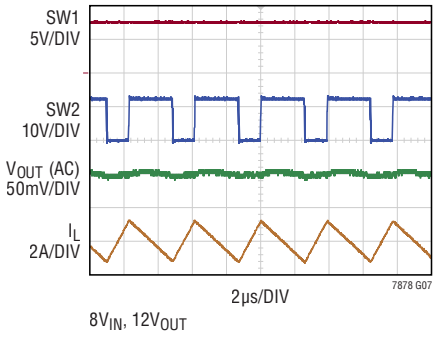
電流検出閾値とITHB電圧の関係



代表的な性能特性

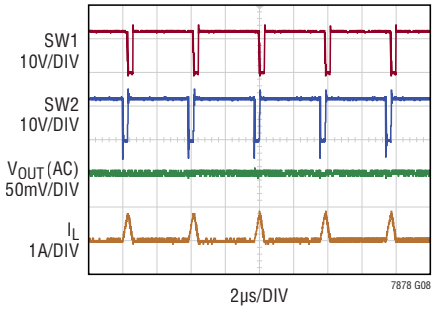
特に指定のない限り、T_A = 25°C。

昇圧領域の強制連続モード動作

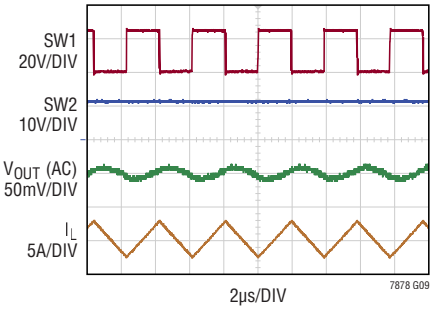


8V_{IN}, 12V_{OUT}

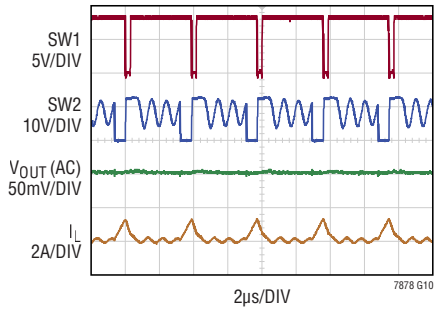
昇降圧領域の強制連続モード動作（12V_{IN}、12V_{OUT}）



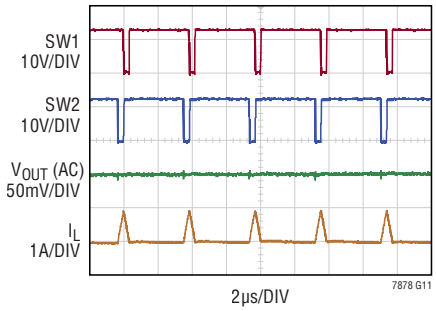
降圧領域の強制連続モード動作（24V_{IN}、12V_{OUT}）



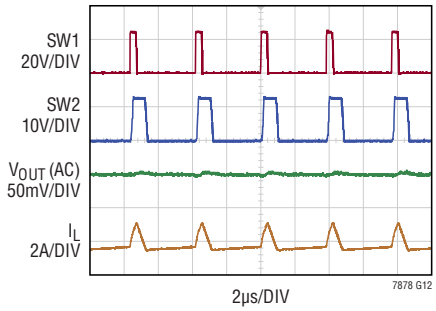
昇圧領域の100mA負荷条件でのパルススキッピング・モードの波形（8V_{IN}、12V_{OUT}）



昇降圧領域の100mA負荷条件でのパルススキッピング・モードの波形（12V_{IN}、12V_{OUT}）



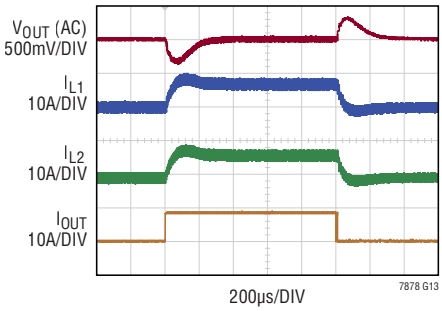
降圧領域の100mA負荷条件でのパルススキッピング・モードの波形（24V_{IN}、12V_{OUT}）



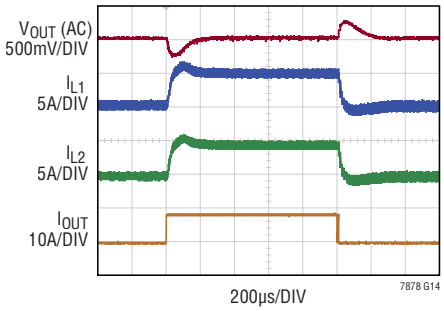
代表的な性能特性

特に指定のない限り、T_A = 25°C。

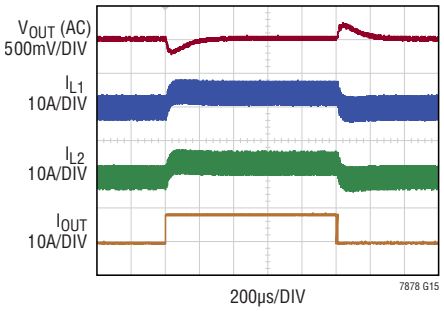
負荷ステップを伴う2相並列動作（$8V_{IN}$、$12V_{OUT}$）



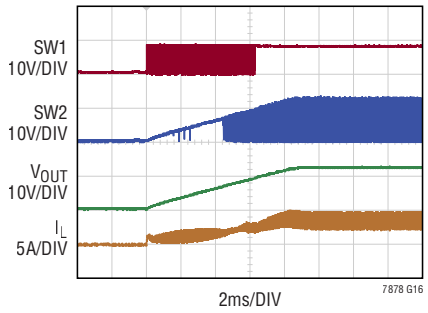
負荷ステップを伴う2相並列動作（$12V_{IN}$、$12V_{OUT}$）



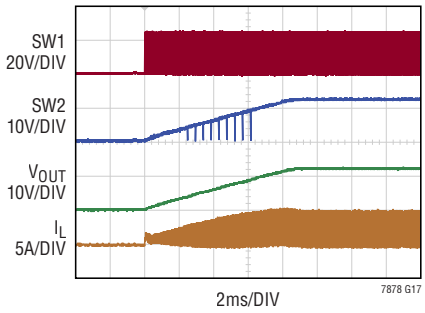
負荷ステップを伴う2相並列動作（$24V_{IN}$、$12V_{OUT}$）



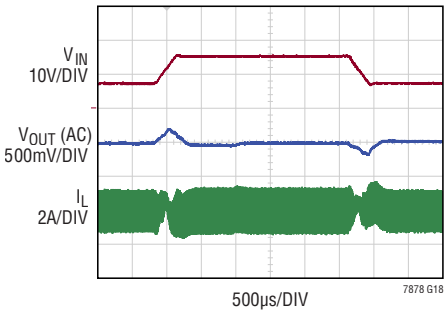
昇圧モードのスタートアップ、5Ω負荷（$8V_{IN}$、$12V_{OUT}$まで）



降圧モードのスタートアップ、5Ω負荷（$24V_{IN}$、$12V_{OUT}$まで）



入力電圧のライン・トランジェント（$8V_{IN}$～$16V_{IN}$～$8V_{IN}$）



ピン機能

BG1、BG2（ピン1、8）：下側のゲート・ドライバ出力。これらのピンは、下側Nチャンネル MOSFET のゲートを、PGND から DRV_{CC} の電圧範囲で駆動します。

V_{IN}（ピン2）：メインの IC 電源。DRV_{CC} に接続された内蔵 LDO への電源入力。このピンは、0.1µF～1µF のコンデンサによりピンの近くで PGND にバイパスします。

DRV_{CC}（ピン3）：ゲート・ドライバ電流供給用LDO出力。このピンの電圧は、通常動作中は V_{IN} もしくは $EXTV_{CC}$ を電源として 7V にレギュレーションされます。このピンは、4.7µF 以上で低 ESR のタンタル・コンデンサまたはセラミック・コンデンサを使用して PGND にバイパスします。

$EXTV_{CC}$（ピン4）：DRV_{CC} に接続された内蔵 LDO への外部電源入力。このピンの電圧が8Vより高く V_{IN} ピンの電圧より低い場合は、この LDO は V_{IN} から給電内部 LDO をバイパスします。このピンは、0.1µF～1µFのコンデンサによりピンの近くで PGND にバイパスします。

$INTV_{CC}$（ピン5）：内部5Vレギュレータ出力。制御回路はこの電圧により給電されます。このピンは、4.7µF 以上で低 ESR のタンタル・コンデンサまたはセラミック・コンデンサを使用して SGND にバイパスします。

RUN（ピン6）：イネーブル制御入力。1.22Vを超える電圧で IC がオンになります。このピンには、2µA のプルアップ電流が流れます。RUN ピンの電圧が 1.22V の閾値を上回ると、このプルアップは 6µA に増加します。

PGND（ピン7）：電源グラウンド・ピン。このピンは、下側Nチャンネル MOSFET のソースおよび V_{IN}、DRV_{CC}、$EXTV_{CC}$ のバイパス・コンデンサの負極の近くで接続します。

TG2、TG1（ピン9、32）：上側のゲート・ドライバ出力。これらはフローティング・ドライバの出力で、その電圧振幅はスイッチング・ノード電圧に DRV_{CC} の電圧を重ね合わせた電圧となります。

BOOST2、BOOST1（ピン10、31）：上側のフローティング・ドライバに供給するブートストラップ電源。BOOST ピンと SW ピンの間にはコンデンサを接続し、BOOST ピンと DRV_{CC} ピンの間をショットキー・ダイオードで接続します。BOOST1 ピンの電圧振幅は DRV_{CC} から（V_{IN} + DRV_{CC}）までです。BOOST2 ピンの電圧振幅は DRV_{CC} から（V_{OUT} + DRV_{CC}）までです。

SW2、SW1（ピン11、30）：スイッチ・ノードの接続。通常はインダクタの端子に接続します。SW1 はグラウンドからショットキー・ダイオード電圧を差し引いた電圧から V_{IN} までの範囲で変動し、SW2 はグラウンドからショットキー・ダイオード電圧を差し引いた電圧から V_{OUT} までの範囲で変動します。0.1µF～1µF のブートストラップ・コンデンサを、各 SW ピンと対応する BOOST ピンとの間にできるだけ近くで配置します。

PGOOD（ピン12）：レギュレーション出力電圧のパワー・グッド・インジケータ出力。オープンドレイン・ロジック出力で、内部の 30µs パワー・バッド・マスク・タイマーの時間経過後に、レギュレーションされた出力電圧が±10%のレギュレーション範囲を外れた場合、グラウンドまでプルダウンされます。

SS（ピン13）：ソフトスタート入力。このピンの電圧ランプ・レートで、レギュレーションされた電圧のランプ・レートが決定します。グラウンドとの間にコンデンサを接続することによってソフトスタートが行われます。このピンには 2.5µA のプルアップ電流が流れます。

ITHB（ピン14）：高速過渡電流制御閾値。オプションの過渡応答改善設定ピンで、ITH ピンとの間の電圧と動作モードに応じて動作します。ITHB ピンと ITH ピンの間に抵抗を接続することにより、降圧モードでの過渡応答の改善が期待できます。使用しない場合は、ITHB ピンと ITH ピンを短絡します。詳細についてはアプリケーション情報のセクションを参照してください。このピンはフロート状態にしないでください。

ITH（ピン15）：電流制御閾値とエラー・アンプの補償点。電流コンパレータの閾値は、ITH 制御電圧に応じて変化します。補償ネットワークは ITH ピンと SGND の間に配置します。

V_{FB}（ピン16）：出力電圧検出エラー・アンプの非反転入力。このピンは、出力電圧に対する外部抵抗分圧器により、外部で検出される帰還電圧を検知します。

MODE/ILIM（ピン17）：FCMとパルススキッピング・モードの切り替えおよびインダクタ電流制限値のプログラム用ピン。このピンを GND もしくは $INTV_{CC}$ に接続すると、強制連続モード動作となり、それ以外の場合にはコントローラはパルススキッピング・モードで動作します。このピンを $INTV_{CC}$ の半分より低い電圧に接続すると、低い方の電流制限が有効となり、$INTV_{CC}$ の半分より高い電圧では高い方の電流制限が有効となります。詳細についてはアプリケーション情報のセクションを参照してください。

ピン機能

PHASMD（ピン18）：位相モード設定ピン。このピンは、内部発振器クロックとCLKOUTピンに出力される出力クロックの位相関係を設定します。このピンをSGNDに接続すると、180°の位相シフトが設定され、フロートさせると120°の位相シフトが設定され、$INTV_{CC}$に接続すると90°の位相シフトが設定されます。詳細についてはアプリケーション情報のセクションを参照してください。

FREQ（ピン19）：周波数設定ピン。このピンとSGNDの間に抵抗を接続することで、スイッチング周波数が設定されます。このピンからは10µAの電流が供給されます。

CLKOUT（ピン20）：クロック出力ピン。このピンを使用すると、複数のLTC7878の間のスイッチング周波数を同期させ、並列動作させることが可能です。信号の振幅は$INTV_{CC}$からグラウンドまでです。

SYNC（ピン21）：スイッチング周波数同期ピン。100kHz～600kHzの外部クロックをこのピンに加えると、スイッチング周波数が外部クロックに同期します。SYNCがローの場合、FREQピンとSGNDの間に接続された抵抗によりデフォルトのスイッチング周波数が設定されます。このピンは、内部でグラウンドと500k抵抗により接続されています。

SETCUR（ピン22）：平均電流レギュレーション・ピン。このピンとSGNDの間に抵抗を接続することにより、CSPピンとCSNピンで検出される最大平均入力電流もしくは最大平均出力電流が設定されます。このピンからは15µAの電流が流れ出します。

CSP、CSN（ピン23、24）：平均電流検出ピン。内部レールtoレール平均電流検出アンプの正側／負側入力。

V_{OUT}（ピン25）：昇圧モードにおけるフローティング・ドライバ・バイアス・ピン。V_{OUT}がV_{IN}に対して大幅に高い場合、BOOST1からSW1ドライバ回路へのバイアス電流を供給します。

NC（ピン26）：接続のないピン。

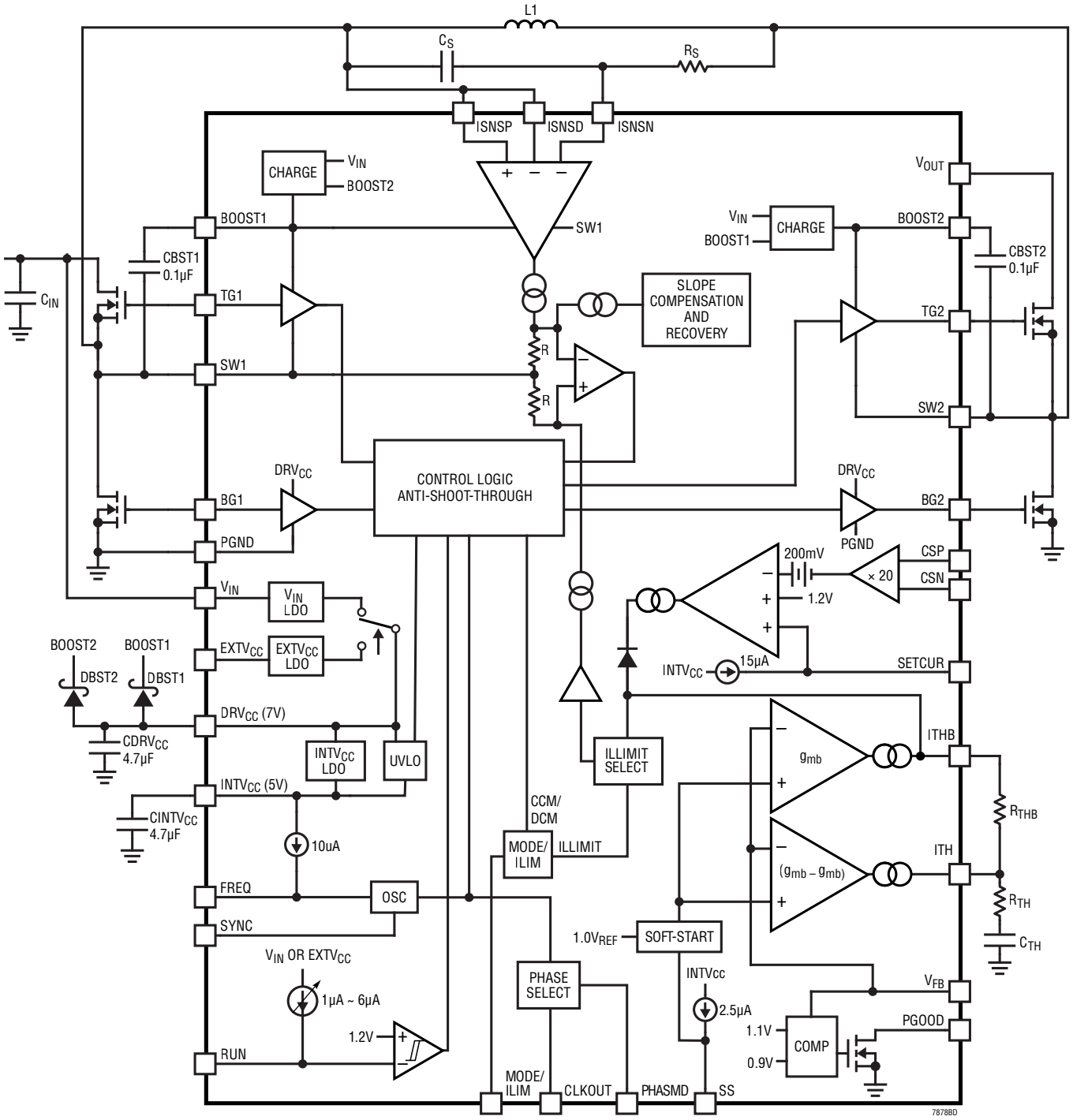
ISNSN（ピン27）：電流検出コンパレータの負側入力。電流コンパレータの負側入力は通常DCR検出ネットワークに接続されます。

ISNSP（ピン28）：電流検出コンパレータの正側入力。このピンはインダクタのスイッチング・ノードSW1側にケルビン接続する必要があります。

ISNSD（ピン29）：DC電流検出コンパレータ入力。これらの入力により、検出された電流信号のDC成分を増幅し、ICの電流コンパレータに供給します。DCRが大きいアプリケーションで不要な場合は、ISNSDピンとISNSPピンを直結します。詳細についてはアプリケーション情報のセクションを参照してください。

SGND（露出パッド・ピン33）：信号グラウンド・ピン。定格の熱性能を得るため、PCBのグラウンドにハンダ処理する必要があります。小信号の要素、例えば$INTV_{CC}$、SS、ITH、V_{FB}、FREQ等はここに接続します。

ブロック図


L1
CS
RS
ISNSP
ISNSD
ISNSN
CHARGE
VIN
BOOST2
BOOST1
SW1
VOUT
CBST1
0.1µF
CIN
TG1
SW1
SLOPE
COMPENSATION
AND
RECOVERY
R
R
CONTROL LOGIC
ANTI-SHOOT-THROUGH
DRVCC
BG1
PGND
VIN
VIN
LDO
EXTVCC
EXTVCC
LDO
BOOST2
BOOST1
DBST2
DBST1
DRVCC (7V)
CDRVCC
4.7µF
INTVCC
LDO
UVLO
INTVCC (5V)
CINTVCC
4.7µF
10uA
FREQ
OSC
SYNC
VIN OR EXTVCC
1µA ~ 6µA
1.2V
RUN
CCM/
DCM
MODE/
ILIM
ILLIMIT
ILLIMIT
SELECT
PHASE
SELECT
MODE/
ILIM
CLKOUT
PHASMD
SS
1.0VREF
SOFT-START
INTVcc
2.5µA
1.1V
0.9V
COMP
VFB
PGOOD
200mV
1.2V
× 20
CSP
CSN
INTVCC
15µA
SETCUR
gmb
(gmb – gmb)
ITHB
ITH
RTHB
RTH
CTH
BOOST2
CBST2
0.1µF
TG2
SW2
BG2
7878BD

動作

メイン制御ループ

LTC7878は、4スイッチ昇降圧コンバータ用の固定周波数、ピーク電流モード・コントローラで、入力電圧に対して高い電圧、低い電圧、あるいは等しい電圧に出力をレギュレーションできます。アナログ・デバイセズ独自の電流検出と制御のアーキテクチャでは、電流検出とクローズド・ループ・レギュレーションにインダクタDCR（DC抵抗）を使用します。インダクタのピーク電流は、エラー・アンプEAの出力であるITHピンとITHBピンの電圧によって制御されます。V_{FB}ピンは電圧帰還信号を受け取り、この信号がEAによって内部1.0Vリファレンス電圧と比較されます。入力または出力の電流レギュレーション・ループが実装されていれば、インダクタの電流は出力帰還電圧もしくは入力／出力平均電流によって制御されます。

DRV_{CC}電力

上側および下側NチャンネルMOSFETのドライバ、およびその他ほとんどの内部回路の電源は、DRV_{CC}ピンから供給されます。$EXTV_{CC}$電源を使用しない場合は、V_{IN}を電源とする内部7Vリニア電圧レギュレータによりDRV_{CC}に電力を供給します。$EXTV_{CC}$が昇降圧コンバータの出力などの外部電源に接続されている場合は、$EXTV_{CC}$を受ける別の7Vリニア電圧レギュレータが動作し、DRV_{CC}に電力を供給します。LTC7878は、V_{IN}のリニア・レギュレータと$EXTV_{CC}$のリニア・レギュレータのいずれを用いるかを、動作モードと供給電圧に基づいて選択し、ICの電力損失を最小限に抑えIC温度の上昇を防ぎます。V_{IN}と$EXTV_{CC}$のいずれも、個別にICへの電源供給が可能です。V_{IN}と$EXTV_{CC}$のいずれかの電力供給が停止しても、LTC7878は残った方のV_{IN}または$EXTV_{CC}$を使用して通常動作を継続することができます。V_{IN}と$EXTV_{CC}$の電圧は最高70Vまで許容されます。

起動およびシャットダウン制御（RUN）

LTC7878は、RUNピンが0.5V未満にプルダウンされている場合はシャットダウン・モードになります。シャットダウン・モードでは、DRV_{CC}および$INTV_{CC}$のレギュレータを含むほとんどの内部回路がオフになり、LTC7878の消費電流は100µA未満となります。ドライバ出力は全て能動的にローとなり、外付けNチャンネルMOSFETをオフにします。RUNピンを解放すると、1µAの内部電流によってRUNピンがプルアップされ、コンバータがイネーブルされます。RUNピンの電圧が0.5Vより高く1.2Vに満たない場合は、LTC7878はスタンバイ・モードとなり、DRV_{CC}および$INTV_{CC}$のレギュレータと全ての内部回路がイネーブルされ、スイッチング動作は行わない状態となります。RUNピンの電圧が1.2Vより高くなると、LTC7878はアクティブ・モードとなり、スイッチングを開始して出力電圧のレギュレーションを行います。RUNピンは外部からプルアップしても、ロジックで直接駆動してもかまいません。RUNピンをV_{IN}とSGNDの間の抵抗分圧器によって制御し、プログラマブルなV_{IN} UVLO（低電圧ロックアウト）を構成することも可能です。抵抗分圧器の値の設定に応じて、事前にプログラムされたV_{IN}電圧で起動するようにコンバータを設計することができます。RUNピンの電圧は12Vの絶対最大定格を超えないようにしてください。

コンバータ出力V_{OUT}の起動は、SSピンの電圧で制御されます。SSピンの電圧が1.0Vの内部リファレンス電圧より低い状態では、LTC7878はV_{FB}の電圧を、1.0Vのリファレンス電圧ではなくSSピンの電圧にレギュレーションします。このため、SSピンとSGNDの間に外部コンデンサを接続することにより、SSピンを使ってソフトスタートを設定することができます。2.5µAの内部プルアップ電流がこのコンデンサを充電し、SSピンに電圧ランプを発生させます。SS電圧が0Vから1.0V（およびそれ以上）まで直線的に上昇するにつれて、出力電圧V_{OUT}もゼロから最終値までスムーズに上昇します。起動中は、インダクタの逆電流と出力電圧の放電を避けるため、LTC7878はパルススキッピング・モードで動作します。RUNピンをローにしてコントローラをディスエーブルした場合、またはDRV_{CC}が4.0Vの低電圧ロックアウト閾値より低くなった場合、SSピンは内部MOSFETによってローになります。低電圧ロックアウト時には、コントローラがディスエーブルされ、外部MOSFETはオフに保たれます。

パワー・スイッチ・コントロール

簡略化したブロック図に、4個のパワー・スイッチのインダクタ、V_{IN}、V_{OUT}、GNDへの接続を示しています。LTC7878は、V_{IN}およびV_{OUT}の電圧を測定することなく、降圧領域（$V_{IN} >> V_{OUT}$）、昇圧領域（$V_{IN} << V_{OUT}$）、昇降圧領域（$V_{IN} \approx V_{OUT}$）で動作します。パワー・スイッチは、領域間で連続的かつスムーズに遷移するよう、適切に制御されます。

動作

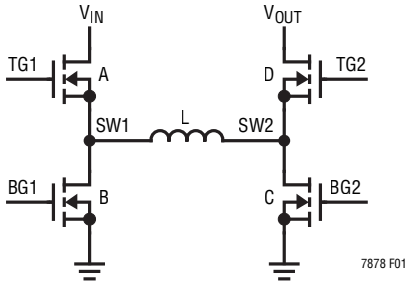


図1. 簡略化した出力スイッチ回路図

降圧領域（V_{IN} >> V_{OUT}）

この領域では、スイッチDは常時オンでスイッチCは常時オフです。スイッチAとBはオルタネートし、代表的な同期整流式降圧レギュレータのように動作します。LTC7878はピーク電流モード制御を行う従来型の降圧コントローラのように動作します。インダクタのピーク電流はITHピンおよびITHBピンの電圧に比例してレギュレーションされます。入力電圧が低下し出力電力に接近すると、降圧モードでのスイッチAのデューティ・サイクルは増加します。入力電圧が更に低下してデューティ・サイクルが83%に達するまでには、LTC7878は昇降圧領域に遷移します。

昇降圧領域（V_{IN} ≈ V_{OUT}）

V_{IN}がV_{OUT}に近いときには、コントローラは昇降圧領域に入ります。ピーク電流モード制御を維持するためには、電流コンパレータがサイクルごとにインダクタ・ピーク電流によって作動する必要があります。しかし、V_{IN} = V_{OUT}の状態ではインダクタ電流は定常的で、降圧モードや昇圧モードの動作のように電流コンパレータを作動させるようなピークがありません。インダクタのピーク電流を発生させるために、降圧モード動作中にデューティ・サイクルが83%より大きくなり、電流コンパレータが作動していなければ、スイッチAとスイッチCをオンにしてインダクタ電流が速やかにランプアップし、電流コンパレータが作動するようにします。この状態でも、ピーク・インダクタ電流は、サイクルごとのピーク電流制限に従い、ITHピンとITHBピンの電圧に基づいて制御されています。入力電圧が低下を続け、降圧モードのデューティ・サイクルが100%に達すると、LTC7878は昇圧モードに移行します。

昇圧領域（V_{IN} << V_{OUT}）

昇圧領域では、スイッチAは常時オンでスイッチBは常時オフです。スイッチCとDはオルタネートし、代表的な同期整流式昇圧レギュレータのように動作します。LTC7878はピーク電流モード制御を行う標準的な昇圧コントローラのように動作します。各サイクルではスイッチCが最初にオンになり、降圧モードと同様のピーク電流制限によって、インダクタの電流はITHピンおよびITHBピンの電圧に比例してレギュレーションされます。昇圧モード動作におけるスイッチCの最大デューティ・サイクルは約92%です。

パルススキッピング・モードと軽負荷電流動作（MODE/ILIMピン）

LTC7878は、MODE/ILIMピンによってパルススキッピング・モードあるいはFCMに設定することができます。強制連続動作を選択するには、MODE/ILIMピンをSGNDまたは$INTV_{CC}$に接続します。パルススキッピング・モード動作を選択するには、MODE/ILIMピンを$INTV_{CC}$の2/3の電圧に接続（例えば$INTV_{CC}$とSGNDの間の10k/20k抵抗分圧器）するか、フロート状態とします。MODE/ILIMピンは多機能ピンです。動作モードを設定するだけではなく、ピーク電流制限値を指定できます。LTC7878は電流検出にインダクタDCRを使用しており、DCRでの電圧降下はISNSDがISNSPに短絡されていれば100mV/200mVに制限されます。MODE/ILIMピンの設定については表1を参照してください。

表1.

MODE/ILIM PIN	MAXIM CURRENT SENSE THRESHOLD (ISNSD SHORT TO ISNSP)	OPERATION MODE
SGND	10Omv	Forced Continuous Mode
Float	100mV	Pulse-Skipping Mode
2/3 $INTV_{CC}$	200mV	Pulse-Skipping Mode
$INTV_{CC}$	200mV	Forced Continuous Mode

LTC7878がFCM動作中は、軽負荷動作は高負荷動作と同様であり、スイッチング周波数は定常的で出力電圧リップルは最小限に抑えられます。LTC7878が軽負荷条件でパルススキッピング・モードに入ると、インダクタ電流は逆流できず、同期スイッチDはインダクタに逆電流が検出されている間は常にオフとなります。非常に負荷が軽いときには、電流コンパレータは数サイクル間作動した状態を維持し、そうしたサイクルの間はスイッチAとスイッチCをオフにしたままにする（つまり、パルスをスキップする）ことがあります。昇降圧領域の軽負荷動作では、LTC7878は数サイクルだけスイッチした後に、制御ループによってITH/ITHBがハイになるま

動作

での間パルスを一定期間スキップすることがあります。パルススキッピング・モードはスイッチング周波数を低下させるため、効率が向上しますが、軽負荷時の出力電圧リップルが増加する可能性があります。

出力過電圧時の動作

出力電圧がV_{FB}の抵抗分圧器で指示される値より高くなると、LTC7878はモードと動作領域に応じて異なる反応を示します。連続導通モードでは、LTC7878は入力側に電流を流します。入力電源に電流を引き込む能力があれば、LTC7878はインダクタの逆電流を入力側に流します。逆インダクタ電流の最大谷電流は、正方向の最大ピーク・インダクタ電流の約40%となります。パルススキッピング・モードでは、スイッチングは停止し、出力は高い状態のままとなります。

定電流レギュレーション(CSP/CSN/SETCURピン)

LTC7878は、入力または出力の平均電流について定電流レギュレーションを行います。入力または出力のコンデンサの近くに配置した検出抵抗によって、入力または出力の電流を検出することが可能です。入力または出力電流は動作領域によってはパルス電流になるため、平均電流の検出のためにはCSPピンとCSNピンにRCフィルタをかける必要があります。電流検出抵抗の電圧が事前設定した電流制限電圧値を超過すると、ITH/ITHBピンの電圧がプルダウンされ、インダクタ電流を減少させて、入力または出力電流の上限を満たすようにします。電流制限は、SETCURピンの電圧で設定でき、0mV～50mVの検出抵抗の電流制限に比例対応して、0.2V～1.2Vの間で設定します。SETCURピンからは15µAの電流が流れ出しますが、SETCURピンがフロート状態であるか、SETCURピンの電圧が1.2Vより高いと、電流制限は内部で50mVに制約されます。入力電流制限機能により、DC入力源の過負荷が防止され、出力電流制限はバッテリ・チャージャやLEDドライバなどのアプリケーションに使用できます。定電圧レギュレーションのアプリケーションでも、付加的な電流制限保護の役割を果たします。入出力電流制限機能はGNDからV_{OUT}/V_{IN}の絶対最大定格値(72V)までの範囲の電圧で動作可能です。

周波数の選択とフェーズ・ロック・ループ(FREQ、SYNC、PHASMD、CLKOUTピン)

スイッチング周波数の選択は、効率と部品サイズの間の兼ね合いによって決まります。低い周波数で動作させるとMOSFETのスイッチング損失が減るので効率が改善されますが、出力リップル電圧を低く保つには、インダクタンスや容量の値を大きくする必要があります。LTC7878コントローラのスイッチング周波数は、FREQピンで選択できます。SYNCピンを外部クロック源で駆動していない場合、FREQピンを使用してコントローラの動作周波数を100kHz～600kHzの範囲で設定できます。スイッチング周波数はFREQピンの電圧によって決まります。FREQピンには10µAの電流を流す高精度な電流源があるため、コントローラのスイッチング周波数をSGNDとの間の抵抗1個で設定することができます(例えば、100kの抵抗をFREQピンとSGNDの間に置くとFREQピンの電圧は1Vとなります)。図2の曲線は、FREQピンの電圧とスイッチング周波数の関係を示しています。

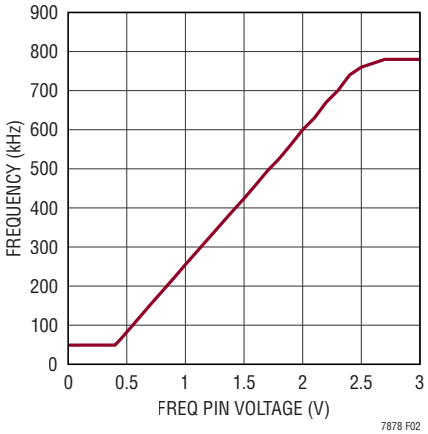


図2. スイッチング周波数とFREQピンの電圧の関係

LTC7878にはフェーズ・ロック・ループ(PLL)が内蔵されており、SYNCピンを駆動する外部クロック信号源に内部発振器を同期させることができます。PLLは100kHz～600kHzの範囲内の任意の周波数にロック可能です。コントローラが外部クロックにロックする前の初期スイッチング周波数の設定のため、あるいは動作中に外部クロックが喪失する場合

動作

に備えて、FREQピンの周波数設定抵抗は必ず配置するようにします。CLKOUTピンはクロック信号の出力で、内部発振器と同じ周波数でPHASMDピンで指定される位相差の信号を出力します。複数ICを並列するアプリケーションでは、先頭のICのクロック信号を次のICのSYNCピンに接続することにより、周波数同期に使用できます。位相シフトは表2に基づいて設定できます。

表2.

PHASMD PIN	CLKOUT PHASE-SHIFT REFER TO THE INTERNAL OSCILLATOR
SGND	180°
Float	120°
$INTV_{CC}$	90°

パワー・グッド(PGOODピン)

PGOODピンは内部Nチャンネル MOSFETのオープンドレインに接続されています。V_{FB}が1.0Vのリファレンス電圧の±10%以内になければ、PGOODピンがローになります。RUNが1.22V未満の場合、あるいはLTC7878がソフトスタートのフェーズにある場合にも、PGOODはローになります。V_{FB}が±10%の範囲に入る場合またはそこから外れる場合には、パワー・グッドあるいはパワー・バッドには内部で30µsのマスクがかかります。PGOODピンは、$INTV_{CC}$または最大6Vの外部電源に接続した外部抵抗でプルアップすることも可能です。

短絡保護、電流制限、電流制限フォールドバック

コントローラの最大ピーク電流閾値はITH/ITHBピンの電圧クランプで制限されます。通常動作中は、ITH/ITHBの電圧は0.6V～2.1Vの範囲で変動しますが、これはピーク・インダクタ電流検出電圧の0mV～100mVに対応します(MODE/ILIMがSGNDに接続、ISNSDとISNSPを接続の状態)。LTC7878は、出力がグラウンドに短絡したときに負荷電流を制限できるよう、電流フォールドバック機能を備えています。出力電圧がその公称出力レベルの40%より低くなると、最大検出電圧は最大値から最大値の1/5まで徐々に低下します。フォールドバック電流制限は、ソフトスタート時にはディスエーブルされます。短絡時には、LTC7878はデューティ・サイクルが非常に低い降圧モードで、パルススキッピング動作をすることにより電流を制限します。この状況では、同期スイッチBがほとんどの電力を消費します(ただし、通常動作時よりは少ない電力となります)。

補償ループと高速過渡応答(ITH、ITHBピン)

LTC7878は、内蔵のトランスコンダクタンス・エラー・アンプを備え、その出力ITHを使用して制御ループを補償します。外部インダクタ、出力コンデンサ、補償用の抵抗とコンデンサが、ループの安定性を決定します。補償設計はピーク電流モード制御を行う一般的な降圧または昇圧コンバータと同様です。典型的な電圧制御アプリケーションでは、ITHピンとSGNDの間に5kの抵抗と10nFの補償コンデンサを直列に置くのが適切で、これを検討の出発点とすれば良いでしょう。

LTC7878はITHピンとITHBピンで構成される過渡応答改善機能を備えています。通常の設計では、ITHBピンとITHピンを短絡し、RC補償ネットワークをITH/ITHBとSGNDの間に配置します。この状態では過渡応答改善回路は無効で、LTC7878は標準的なピーク電流モード・コントローラのように動作します。RC補償回路によって閉ループ・レギュレーションのバンド幅と過渡応答が決まります。広い入力電圧範囲に対応するため、補償回路は昇圧モード動作時の最低V_{IN}での安定性に基づいて設計する必要があります。昇圧モード用に設計された遅い補償では、降圧モードでの過渡応答には制約が付くことがあります。降圧モードでの過渡応答を改善するために、ITHとITHBの間に抵抗を接続することができます。降圧モードでITHBをドライブするもう1つのgmアンプがあり、過渡状態でのV_{FB}と内部リファレンス電圧の差分を増幅することにより、ピーク電流閾値電圧がより早く変化するようになります。ITHとITHBの間の抵抗は実験的に求める必要がありますが、通常はITHとSGNDの間の補償ネットワークに使用する抵抗の1～5倍の範囲です。

アプリケーション情報

先頭のページの標準的応用例に示しているのは、LTC7878の基本的なアプリケーション回路です。外付け部品の詳細については図8を参照してください。外付け部品の選択は主に負荷条件によって決まり、まずインダクタの値とDCRを選択します。次にパワーMOSFETを選択します。最後に、C_{IN}とC_{OUT}を選択します。回路は70Vの入力電圧まで動作するように構成できます。

インダクタの選択とDCRによる電流検出

インダクタの選択と動作周波数には相関関係があり、動作周波数が高いほど小さな値のインダクタとコンデンサを使用できますが、スイッチング損失は大きくなります。インダクタの値は、リップル電流にも直接影響を与えます。LTC7878は固定周波数のピーク電流モード・コントローラのため、インダクタのピーク電流はサイクルごとに平滑化され制限されます。インダクタの選択は最大ピーク電流より高い値の飽和電流に基づいて決める必要があります。降圧モードでの最大出力DC電流は、ピーク・インダクタ電流からリップル電流の半分を差し引いたものになります。昇圧モードでは、最大出力DC電流はデューティ・サイクルとリップル電流により変動します。リップル電流が過大であれば最大出力電流が低く制限され、リップル電流が過小であれば電流検出信号が小さいためにスイッチング・ノイズに敏感になるおそれがあります。一般的には、インダクタ電流リップルΔI_Lを公称入力電圧における最大DCインダクタ電流の30%～60%に設定するのが、良い出発点となります。昇降圧コンバータが降圧モードおよび昇降圧モードでのみ動作する場合は、最大DCインダクタ電流は最大出力負荷電流とほぼ同等です。それ以外の場合は、最大DCインダクタ電流は、最大負荷状態でV_{IN}が最小の場合の昇圧モードにおけるインダクタ電流となります。これは次のように計算できます。

$$I_L = I_{LOAD(MAX)} \frac{V_{OUT}}{V_{OUT} - V_{IN}}$$

LTC7878はインダクタのDCR（DC抵抗）を使用して電流検出と閉ループ・レギュレーションを行います。要求される出力電流と電流制限を実現するためには、インダクタンスと飽和電流を選択した後にインダクタのDCRも適切に選択する必要があります。大きなDCRでインダクタ電流を検出する場合は、100mVもしくは200mVの電流検出閾値の制限を満たすために、ISNSDピンはISNSPピンと短絡します。ピーク電流が飽和電流より低く、最大DC電流とリップル電流を加算したものより大きくなるように、インダクタのDCRを選択します。

$$DCR \le \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{LOAD(MAX)} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

フィルタ部品（特にコンデンサ）はLTC7878の近くに配置し、検出ラインは相互に近づけて電流検出素子の下のケルビン接続まで配線する必要があります（図3）。図4において、外付けのR1・C1の時定数はL/DCRの時定数に一致するように選択し、外付けコンデンサ両端の電圧降下がインダクタのDCR両端の電圧降下に等しくなるようにします。C1は通常、0.047µF～0.47µFの範囲で選択します。例えば、インダクタが4.7µH/10mΩでC1 = 0.047µFのとき、R1はL/(DCR • C1) = 10kΩとなります。最大ピーク・インダクタ電流はV_{SENSE}/DCR = (100mVまたは200mV)/10mΩ = 10Aまたは20A（MODE/ILIMピンの設定により）となります。電流制限値を更に調整するために、追加の抵抗をC1と並列に配置してR1との抵抗分圧器を形成し、検出電圧のスケーリングをすることもできます。詳細については降圧コントローラ（LTC3855など）のデータシートの標準的DCR設定を参照してください。

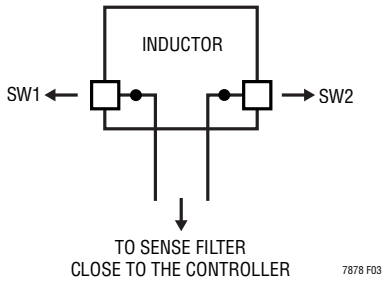


図3. インダクタDCRを使用した検出ラインの配置

アプリケーション情報

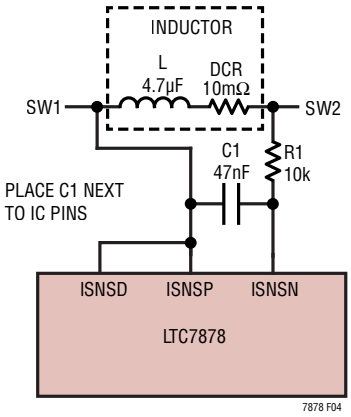


図4. インダクタDCRによる電流検出

外付けフィルタ部品を適切な大きさにするには、インダクタのDCRを知る必要があります。インダクタのDCRは精度の良いRLCメーターを使って測定することができますが、DCRの許容誤差は常に一定ではなく、温度によって変化します。アプリケーションで動作温度範囲全域において最大負荷電流を確保するためには、メーカー指定の最大値(通常は20ºCで規定)を使用してください。そして、約0.4%/ºCである抵抗の温度係数を考慮してこの値を増加させます。安全を見込んだ$T_{L(MAX)}$の値は100ºCです。詳細については、メーカーのデータシートを参照してください。

電流検出信号の良好なS/N比を確保するために、ΔV_{SENSE}の最小値を10mVより大きくすることが推奨されます。DCR検出アプリケーションでは、最小検出リップル電圧ΔV_{SENSE}は次の式で概算することができます。

$$\Delta V_{SENSE} = DCR \bullet \Delta I_{L(MIN)}$$

高電流アプリケーションでは、効率を高めるために低いDCRのインダクタが推奨されます。LTC7878は、アナログ・デバイセズ独自の検出方法を用いて、S/N比を損なわずに低DCRインダクタ電流を検出できるように設計されています。低DCR電流検出のためには、追加のRCフィルタとISNSDピンを使用します。この構成を図5に示します。

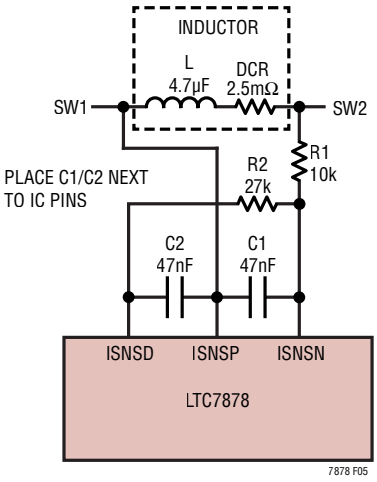


図5. 低DCRインダクタでの電流検出

外付けのR1 • C1の時定数はL/(4 • DCR)の時定数に等しくなるように選択します。C1 = C2であれば、R2 = 3 • 0.9 • R1 = 2.7 • R1となります。例えば、インダクタが4.7µH/2.5mでC1 = 0.047µFのとき、R1はL/(4•DCR • C1) = 10kΩとなり、R2は2.7 • R1 = 27kΩとなります。この設定では、インダクタDCRで検出される電圧降下はIC内部で4倍大きく増幅されて100mVもしくは200mVの電流閾値制限と比較されます。従って、実効的な最高電流検出電圧V_{SENSE}は100mV/4 = 25mVもしくは200mV/4 = 50mVに制限されます。また、最高インダクタ電流はMODE/ILIM = 0であればV_{SENSE}/DCR = 25mV/2.5mΩ = 10Aとなります。この条件では、検出されるリップル電圧は4倍大きく増幅され、ΔV_{SENSE}は次式で概算されることに注意してください。

$$\Delta V_{SENSE} = 4 \bullet DCR \bullet \Delta I_{L(MIN)}$$

LTC7878ではR_{SENSE}を使用した精密な電流検出も可能です。R_{SENSE}とDCRのどちらで電流検出する場合も、ISNSPピンはインダクタまたはR_{SENSE}の左側の端子にケルビン接続し、SW1と短絡します。ISNSPピンとSW1ピンは電気的に短絡する必要があります。R_{SENSE}の設定の詳細については、アナログ・デバイセズにお問い合わせください。

高効率化のため、フェライトなどの低コア損失のインダクタを選択してください。また、インダクタはI^2R損失を減らすために可能な限り低DC抵抗値のものとすることが必要であり、飽和することなくピーク・インダクタ電流を処理できることも必要です。放射ノイズを最小限に抑えるため、トロイド、ポット型コアもしくはシールド付きインダクタを使用します。

アプリケーション情報

出力電圧の設定

LTC7878の出力電圧は、出力コンデンサの両端に注意深く配置された 外付けの帰還抵抗分圧器によって設定されます。これによる帰還信号はエラー・アンプによって内蔵の高精度1.0V電圧リファレンスと比較されます。出力電圧は次式で得られます。

$$V_{OUT} = 1.0V \bullet \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

ここで、R2はV_{OUT}に接続され、R1はSGNDに接続されています。

平均入力／出力電流制限値の設定

図6および図7に示すように、入力／出力平均電流検出抵抗R_{SENSE}は、V_{IN}/V_{OUT}のバルク・コンデンサとデカップリング・コンデンサの間に配置します。スイッチング・ノイズの低減と電流ループの安定性のため、R_FとC_Fによるローパス・フィルタの使用を推奨します。CSPおよびCSNピンには等しい電流が流れるので、CSPとCSNに対する抵抗値R_Fは同一の値とします。図中に示すように典型的な100Ωの抵抗を用いる場合、設定スイッチング周波数におけるパルス入力／出力電流をフィルタするためのコンデンサC_Fの値は1µF～2.2µFとなります。電流ループの伝達関数は電圧ループの伝達関数と同様に設定するべきです。クロスオーバー周波数はスイッチング周波数の10分の1に設定し、ゲインは20dB/decadeで減衰するようにします。電流ループの伝達関数と電圧ループの伝達関数を同様のものとすることにより、総合的なシステム安定性が確保できます。

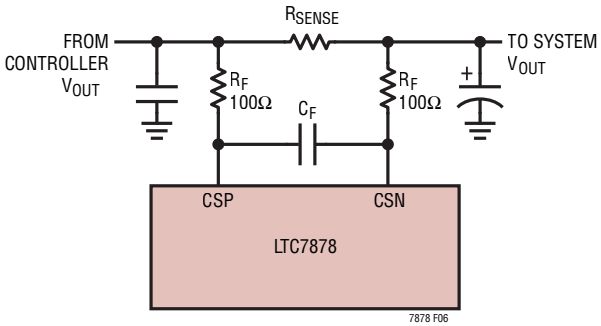


図6. 平均出力電流制限値の設定

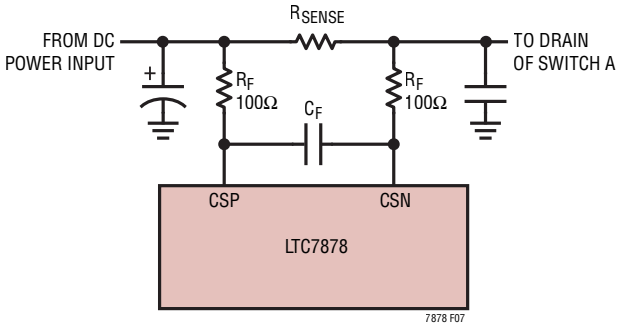


図7. 平均入力電流制限値の設定

入力／出力電流制限値はSETCURピンの電圧0.2V～1.2Vに比例的に対応して設定されます。SETCURピンの電圧が1.2Vより高い場合には、内部で1.2Vにクランプされます。CSPとCSNの間の検出電圧が20倍に増幅され、200mVのオフセットを加えて、SETCURピンの電圧と比較されます。検出された電圧がSETCURの電圧より高い場合には、ITH/ITHBピンの電圧をローに引き下げてインダクタ電流を減少させ、電流ループのレギュレーションを維持します。SETCURピンの電圧は内部で1.2Vにクランプされているので、CSPとCSNの間の最大検出電圧は(1.2V – 0.2V)/20 = 50mVに制限されます。

入力／出力平均電流値の設定が必要ない場合には、CSPピンとCSNピンを相互に短絡してSGNDピンに接続し、SETCURピンは$INTV_{CC}$に接続するかフロート状態にします。

C_{IN}とC_{OUT}の選択

昇圧領域では入力電流は連続的となり、降圧領域では入力電流は不連続です。降圧領域では、入力の矩形波電流をフィルタする必要があるかどうかで入力コンデンサC_{IN}を選択します。最大RMS電流に対応できるサイズの低ESRコンデンサを使用します。降圧動作における入力RMS電流は次の式で得られます。

$$I_{RMS} \approx I_{OUT(MAX)}\ OUT \bullet \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \bullet \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1}$$

アプリケーション情報

この式は$V_{IN} = 2V_{OUT}$で最大値を取り、$I_{RMS} = I_{OUT(MAX)}/2$となります。設計ではこの単純で最も厳しい条件がよく使用されます。条件を大きく変化させても状況はそれほど改善されないからです。コンデンサ・メーカーのリップル電流定格は2000時間程度のみの寿命に基づいていることが多いので、コンデンサをディレーティングすることが推奨されます。

昇圧領域では、不連続な電流は入力側から出力側に移るので、C_{OUT}が出力電圧リップルを抑制する能力を備える必要があります。与えられた出力リップル電圧に対する適切なコンデンサを選択するには、ESR（等価直列抵抗）とバルク容量の影響について検討する必要があります。バルク容量の充放電による定常リップルは次式で得られます。

$$RIPPLE_{(BOOST,CAP)} = I_{OUT(MAX)} \bullet \left(\frac{V_{OUT} - V_{IN(MIN)}}{C_{OUT} \bullet V_{OUT} \bullet f} \right)$$

ここでC_{OUT}は出力コンデンサの容量で、fはスイッチング周波数です。

ESR両端の電圧降下による定常リップルは、次式で求められます。

$$\Delta V_{BOOST,ESR} = I_{OUT(MAX,BOOST)} \bullet ESR$$

降圧モードでは、V_{OUT}のリップルは次式で求められます。

$$\Delta V_{OUT} \le \Delta I_L \bullet \frac{ESR + 1}{8 \bullet f \bullet C_{OUT}} \quad (9)$$

ESRとRMS電流処理の条件を満たすために、複数のコンデンサを並列に配置しなければならない場合があります。乾式タンタル、特殊ポリマー、アルミ電解およびセラミックの各コンデンサは、全て表面実装パッケージで入手できます。セラミック・コンデンサは優れた低ESR特性を備えていますが、電圧係数が高いことがあります。現在では、低ESRで高リップル電流定格のコンデンサ、例えばOS-CONやPOSCAPなどを利用できます。

パワーMOSFETの選択

LTC7878は4個の外付けNチャンネルパワーMOSFETを必要とし、うち2個が上側スイッチ（図1のスイッチAとスイッチD）、2個が下側スイッチ（図1のスイッチBとスイッチC）です。パワーMOSFETについて重要なパラメータには、ブレークダウン電圧VBR,DSS、閾値電圧VGS,TH、オン抵抗$RDS_{(ON)}$、逆伝達容量CRSS、最大電流$I_{DS(MAX)}$があります。入力側のスイッチAとスイッチBに関しては、ブレークダウン電圧VBR,DSSが入力電圧より高いことが必要です。出力側のスイッチCとスイッチDに関しては、ブレークダウン電圧が出力電圧より高いことが必要です。LTC7878のDRV_{CC}ピンのMOSFETドライバ電圧は7Vで、ロジック・レベル（$V_{GS,TH} > 1.5V$）と標準レベル（$V_{GS,TH} > 3V$）の両方の閾値のMOSFETを駆動することができます。閾値電圧が1.5V未満（$V_{GS,TH} < 1.5V$）であるスーパー・ロジック・レベルもしくはウルトラ・ロジック・レベルのMOSFETは**決して**使用しないでください。

パワーMOSFETの選択のためには、デバイスの消費電力を確認する必要があります。スイッチAについては、最大消費電力は昇圧領域で常時オンになっている状態で発生します。最大出力電流下での最大消費電力は次式で求められます。

$$P_{A,BOOST} = \left(\frac{I_{OUT(MAX)} \bullet V_{OUT}}{V_{IN}} \right)^2 \bullet \rho_t \bullet R_{DS(ON)}$$

ここでρ_tは正規化係数（25°Cで1となる）であり、温度変化に対するオン抵抗の有意な変動（通常は約0.4%/°C）を表します。最大ジャンクション温度125°Cに対しては$\rho_t = 1.5$を用いるのが妥当です。

スイッチBは降圧領域で同期整流器として動作します。最大出力電流下での消費電力は次式で求められます。

$$P_{B,BUCK} = I_{OUT(MAX)}^2 \bullet \rho\tau \bullet R_{DS(ON)} \bullet \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}$$

スイッチCは昇圧領域で制御スイッチとして動作します。最大電流下での消費電力は次式で求められます。

$$P_{C,BOOST} = I_{OUT(MAX)}^2 \bullet \rho\tau \bullet R_{DS(ON)} \bullet \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{IN}^2} + k \bullet I_{OUT(MAX)} \bullet C_{RSS} \bullet f \bullet \frac{V_{OUT}^3}{V_{IN}}$$

C_{RSS}については、通常MOSFETメーカーが仕様規定しています。定数kは逆回復電流による損失を表しますが、ゲート駆動電流に反比例し、経験値としては1.7の値を取ります。

アプリケーション情報

スイッチDについては、最大消費電力は昇圧領域でデューティ・サイクルが50%を超える場合に発生します。最大出力電流下での最大消費電力は次式で求められます。

$$P_{D,BOOST} = \frac{I_{OUT(MAX)} \bullet V_{OUT}^{2}}{V_{IN}} \bullet \rho\tau \bullet R_{DS(ON)} \bullet \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}$$

出力の電圧と電流が一定の条件では、出力が短絡しない限り、スイッチAの消費電流が最大であり、スイッチBの消費電力が最小となります。パワーMOSFETの消費電流が計算できれば、そのジャンクション温度が次式によって求められます。

$$T_J = T_A + P \bullet R_{TH(JA)}$$

この式で使用する$R_{TH(JA)}$には通常、デバイスで決まる$R_{TH(JC)}$とケースから環境温度への熱抵抗($R_{TH(JC)}$)が含まれます。このT_Jの値を、反復計算プロセスで仮定した元の値と比較します。

上側MOSFETドライバの電源

ブロック図に示すように、BOOST1ピンとBOOST2ピンに接続される外付けブートストラップ・コンデンサC_{BST1}とC_{BST2}によって、上側MOSFETのゲート駆動電圧が供給されます。上側スイッチAがオンになると、スイッチ・ノードSW1の電圧がV_{IN}に上昇し、BOOST1ピンの電圧が約V_{IN} + DRV_{CC}まで上昇します。下側スイッチBがオンになると、スイッチ・ノードSW1の電圧がローに下がり、昇圧コンデンサC_{BST1}はダイオードD_{BST1}を経由してDRV_{CC}により充電されます。上側スイッチDがオンになると、スイッチ・ノードSW2の電圧はV_{OUT}まで上昇し、BOOST2ピンの電圧が約V_{OUT} + DRV_{CC}まで上昇します。下側スイッチCがオンになると、スイッチ・ノードSW2の電圧はローに下がり、昇圧コンデンサC_{BST2}はダイオードDBST2を経由してDRV_{CC}により充電されます。昇圧コンデンサC_{BST1}とC_{BST2}は、上側のスイッチAおよびスイッチDが必要とするゲート電荷の約100倍の電荷を蓄える必要がありますが、多くの応用では0.1µF～0.47µFのX5RまたはX7Rタイプの誘電体コンデンサの使用が適当です。低リークショットキー・ダイオードD_{BST1}とD_{BST2}は、上側ドライバ電流に対応可能であることが必要です。V_{IN}がV_{OUT}に近い場合にはデューティ比が高くBG1/BG2のオン時間が短いため、D_{BST1}とD_{BST2}のパルス電流が100mAを超える可能性があります。D_{BST1}とD_{BST2}の電流容量は100mAより高く設定することを推奨します。D_{BST1}の逆ブレークダウン電圧はV_{IN}より高いことが必要であり、D_{BST1}の逆ブレークダウン電圧はV_{OUT}より高いことが必要です。

DRV_{CC}レギュレータと$EXTV_{CC}$

LTC7878は、V_{IN}電源からDRV_{CC}に電源を供給するPチャンネルMOSFET LDOを備えています。DRV_{CC}は、ゲート・ドライバとLTC7878のほとんどの内部回路に電力を供給します。リニア・レギュレータは、V_{IN}が7Vを超える場合に、DRV_{CC}ピンの電圧を7Vにレギュレーションします。$EXTV_{CC}$はもう1つのPチャンネルMOSFET LDOを経由してDRV_{CC}に接続されており、これによってもDRV_{CC}を7Vにレギュレーションすることが可能です。LTC7878はV_{IN}と$EXTV_{CC}$の間でより効率の高いLDOを内部で選択し、IC温度の上昇を防ぎます。どちらのLDOもドライバ電流を供給可能であり、4.7µF以上のセラミック・コンデンサまたは低ESRの電解コンデンサでグラウンドにバイパスする必要があります。MOSFETゲート・ドライバに必要な高過渡電流を供給するには、良好なバイパスが必要です。

大きなMOSFETを高い周波数で駆動する高入力電圧のアプリケーションでは、LTC7878の最大ジャンクション温度定格を超えるおそれがあります。DRV_{CC}電流はゲート充電電流が中心となりますが、V_{IN}または$EXTV_{CC}$のいずれかのリニア・レギュレータで電源供給されます。この場合にICの消費電力は最大になり、(V_{IN}または$EXTV_{CC}$) • I_{DRVCC}に等しくなります。効率に関する考慮事項のセクションで説明しているように、ゲート充電電流は動作周波数に依存します。ジャンクション温度は電気的特性のセクションのNote 3に記載されている式を使って推定できます。例えば、LTC7878のDRV_{CC}電流が12V～60VのV_{IN}から流れる40mAであり、$EXTV_{CC}$電源が供給されていない条件では、室温における最も厳しい条件でのジャンクション温度は次式で計算できます。

$$T_J = 25°C + (40mA)(60V)(34°C/W) = 106.6°C$$

アプリケーション情報

最高ジャンクション温度を超過しないために、最高のV_{IN}における連続導通モード動作中の入力電源電流を確認する必要があります。上記の例の出力電圧が24Vであり、$EXTV_{CC}$ピンに接続されているものとします。$EXTV_{CC}$に供給される電圧が7.5Vより高くなると、V_{IN}を入力とするDRV_{CC}のリニア・レギュレータは停止し、$EXTV_{CC}$を入力とするリニア・レギュレータがオンになります。MOSFETドライバと制御用の電力は、通常動作中には$EXTV_{CC}$を使用することによりLTC7878のスイッチング・レギュレータ出力から供給し、出力が非レギュレーション状態のとき(例えば起動時や短絡時)にはV_{IN}から供給することが可能です。$EXTV_{CC}$を24V出力から給電することにより、顕著な効率向上と温度特性の改善が得られ、前記の例のジャンクション温度は106.6ºCから57.6ºCに低下します。

$$T_J = 25°C + (40mA)(24V)(34°C/W) = 57.6°C$$

$EXTV_{CC}$の電力を出力から供給すると、V_{IN}が7V未満に低下した場合も十分にゲート駆動が可能となります。これにより、コントローラがレギュレーションを開始した後はV_{IN}の動作電圧範囲が広くなります。入出力電圧が共に高く、例えば40Vなどの場合には、効率と温度特性を改善するために、外部の低電圧(8V～10V)バイアス電源を$EXTV_{CC}$に使用することを推奨します。

低電圧ロックアウト

LTC7878は、低電圧状態となった場合に2つの方法でコントローラを保護します。高精度UVLOコンパレータがDRV_{CC}の電圧を常時モニタし、ゲート・ドライブ電圧が適切であることを確認します。DRV_{CC}が4.3Vを下回ると、スイッチング動作をロックアウトします。DRV_{CC}の電圧に乱れが生じた場合の発振を防ぐため、UVLOコンパレータには350mVの高精度ヒステリシスが備わっています。

低電圧状態を検知するもう1つの方法は、V_{IN}電源をモニタすることです。RUNピンには1.2Vの高精度ターンオン・リファレンスがあるため、V_{IN}に接続した抵抗分圧器を使って、V_{IN}の電圧が十分に高くなったときのみデバイスをオンにすることができます。RUNピンの電圧が1.22Vを超えると、4µAの追加の電流がRUNピンから流れ出します。RUNコンパレータのヒステリシスは、抵抗分圧器の値を調整することでプログラムできます。高い閾値電圧を持つ非ロジック・レベルのMOSFETをドライブする場合は、RUNピンを使用してV_{IN} UVLOを7Vより高く設定して、十分なゲート駆動電圧を得るようにします。

ソフトスタート機能

SSピンにコンデンサが接続されていると、2.5µAのソフトスタート電流がコンデンサの充電を開始します。ソフトスタート機能は、SSピンの電圧上昇率に従って出力電圧の立上がりを制御することにより実現されます。ソフトスタートをスムーズにするため、この段階では電流フォールドバックはディスエーブルされています。RUNピンの電圧が1.22Vに達せずチップがシャットダウン状態にあるときには、SSピンは強制的にグラウンドに引き下げられます。ソフトスタートの範囲はSSピンの電圧が0V～1.0Vの範囲と規定されています。ソフトスタートの合計時間は次のように計算できます。

$$t_{SOFT\text{-}START} = 1.0 \bullet \frac{C_{SS}}{2.5\mu A}$$

MODE/ILIMピンで設定されたモードに関わらず、SS = 1.0Vに達するまではレギュレータは常にパルススキッピング・モードで動作を開始します。

フォールト状態:電流制限と電流フォールドバック

電流モード・コントローラの最大インダクタ電流は 本質的に最大検出電圧によって制限されます。電流制限が100mVの設定の場合(MODE/ILIMがグラウンドに接続されISNSDとISNSPが短絡されている場合)は、最大検出電圧とインダクタDCRによってインダクタ・ピーク電流の最大許容値が決まり、次式のようになります。

$$I_{L(PEAK)} = \frac{100mV}{DCR}$$

グラウンドに短絡された場合などに更に電流制限をかけるために、LTC7878はフォールドバック電流制限を備えています。出力の低下が40%を超えると、最高検出電圧を最大値の1/5まで徐々に低減します。

効率に関する考慮事項

スイッチング・レギュレータの効率(パーセント)は、出力電力を入力電力で割った値に100%を掛けたものです。効率を制限しているのは何か、何を変更すれば最も効率が向上するかを判定するには、多くの場合、個々の損失を分析することが有益です。損失は全ての電力消費要素で生じますが、

アプリケーション情報

LTC7878の回路では4つの主要損失源がその損失のほとんどを占めます。

1. DC I^2Rの損失。これは、MOSFET、検出抵抗、インダクタ、およびPCボード・パターンの各抵抗によって生じ、出力電流が大きい場合に効率を低下させます。
2. MOSFETの遷移損失。この損失は、スイッチ・ノードの遷移時にスイッチAまたはスイッチCが飽和領域に入るわずかな時間によって生じます。これには多くの要素が関係しますが、特に入力電圧、負荷電流、ドライバ強度、およびMOSFET容量に依存します。
3. DRV_{CC}電流。これはMOSFETドライバ電流と制御電流の和です。この損失は高効率電源を$EXTV_{CC}$ピンに接続してDRV_{CC}電流を供給することにより改善でき、例えば出力（$7V < V_{OUT} = < 20V$の場合）や別の低電圧電源が使用可能であればこれに適用できます。
4. C_{IN}とC_{OUT}の損失入力コンデンサには、降圧モードのレギュレータへの大きなRMS入力電流をフィルタリングするという難しい役割があります。出力コンデンサには、昇圧モードの大きなRMS出力電流をフィルタリングするという更に難しい役割があります。C_{IN}とC_{OUT}は共にACのI^2R損失を最小限に抑えるために低ESRであることが求められますが、同時にRMS電流によってヒューズやバッテリといった上流側に追加の損失が生じるのを防ぐために、十分な容量を備えている必要もあります。
5. その他の損失。スイッチBとスイッチDに並列でオプションのショットキー・ダイオードを配置すると、デッド・タイム中の導通損失の主要因となります。インダクタのコア損失についても考慮が必要です。スイッチCには昇圧モードでの逆回復電流が発生します。

効率を向上させるために調整を加えるときは、入力電流が効率の変化を表す最も良い指標となります。何らかの変更を加えて入力電流が減少した場合は、効率が向上したことを示しています。入力電流に変化がなければ、効率も変化していません。

並列動作

出力負荷が大電流を必要とする場合、複数のLTC7878を並列配置し、デイジーチェーン接続して位相をずらして動作させることで、入出力の電圧リップルを増やさずに出力電流を増やすことができます。SYNCピンを使用すると、LTC7878を別のLTC7878のCLKOUT信号に同期させることができます。CLKOUT信号を後続のLTC7878のSYNCピンに接続すれば、システム全体の周波数と位相の両方を揃えることができます。PHASMDピンのグラウンドへの接続、フローティング、$INTV_{CC}$への接続により、SW1とCLKOUTの間の位相差がそれぞれ180°、120°、90°となり、2個、3個、4個のICの並列動作に対応します。

他のピーク電流モード・コントローラと同様に、LTC7878の並列化はサイクルごとの自然な電流分担で可能であり、電流分担ループの追加は不要で安定性の問題もありません。複数ICの並列動作を設計する場合には、単一のLTC7878の設計から開始し、出力電流供給能力と負荷電流の過渡安定性を確認してください。その後に、以下の接続をすることでLTC7878の並列化が可能です。

- V_{FB}ピンを全て相互に結合
- ITHピンを全て相互に接続（初期デバッグ用にITHBはITHに短絡されているものとする）
- SSピンを全て相互に接続
- RUNピンを全て相互に接続
- コンバータの入力を全て相互に接続
- コンバータの出力を全て相互に接続
- 1つのICのCLKOUTを別のICのSYNCピンに接続

2フェーズ並列動作の例については標準的応用例のセクションを参照してください。

LTC7878は冗長設計を目的に、異なる電圧の入力に接続して並列動作することも可能です。LTC7878のSSピンとRUNピンを相互に接続しなければ、各LTC7878は異なる入力電圧で起動し、共通の出力に向けて電流を供給することが可能です。どれか1つの入力電圧が失われても、その他の入力電源から十分な負荷電流を供給することが可能であれば、

アプリケーション情報

出力電圧のレギュレーションが失われることはありません。ITHピンが相互に接続されていれば、ピーク・インダクタ電流は全ての昇降圧コンバータの間で分担されることになります。冗長設計においては、各LTC7878の補償ネットワークと帰還抵抗をピンに近接させて配置した上で、V_{FB}ピンとITHピンをPCBパターンで相互に接続すると良いでしょう。

設計例

昇降圧コンバータの設計例として、$V_{IN(NOMINAL)}$ = 8V～42V、V_{OUT} = 12V、I_{OUT} = 9A、f_{SW} = 250kHzの条件を想定します。最高環境温度は60ºCとします。

1. FREQピンの電圧を1Vに設定して周波数を250kHzに設定します(図2参照)。FREQピンからは10µAの電流が流れるため、100kの抵抗をグラウンドとの間に置くことで1.0Vとなります。

$$R_{FREQ}\ (\text{in k}\Omega) = \frac{1.0V}{10\mu A} = 100k\Omega$$

2. インダクタの値を決定します。公称入力電圧は24Vで、インダクタのリップル電流を公称入力電圧におけるDC電流の60% (5.4A)とします。インダクタの値は次のように計算できます。

$$L = (V_{IN} - V_{OUT}) \bullet \frac{DT_S}{i_L} = (24V - 12V)\ \bullet$$

$$0.5 \bullet \frac{4\mu s}{5.4A} = 4.4\mu H$$

$24V_{IN}$におけるピーク・インダクタ電流は11.7Aとなります。

高い効率を得るために、低DCRのインダクタが適しています。ここではWurthの定格電流24Aのインダクタ7443630420(4.2µH/3.04mΩ)を選択します。2つのRCフィルタとISNSDピンを使用することで、ピーク検出インダクタ電流制限を50mVに設定します。ピーク・インダクタ電流は50mV/3.04mΩ = 16.45Aとなり、これは選択したインダクタの飽和電流より少ないと確認できます。

次に、入力電圧が最小の場合と最大の場合のインダクタ電流を確認します。V_{IN} = 8VかつV_{OUT} = 12Vの条件では、コンバータは昇圧コンバータとして動作します。負荷電流が9Aのときのピーク・インダクタ電流は14.7Aとなります。V_{IN} = 42VかつV_{OUT} = 12Vの条件では、コンバータは降圧コンバータとして動作します。負荷電流が9Aのときのピーク・インダクタ電流は13.1Aとなります。これらは共に16.45Aのピーク電流制限値よりも小さい値です。

DCR電流検出フィルタ・ネットワークを図8に従って設計します。C1 = C2 = 47nFであれば、R1 = L/(4 • DCR)/C1 = 7.35kΩ、R2 = R1 • 3 • 0.9 = 19.845kΩとなります。実回路では、R1 = 7.32kΩおよびR2 = 20kΩを選択します。内蔵電流コンパレータにかける最小検出リップル信号の最も厳しい状況は、昇圧モードでデューティ・サイクルが16.67%の条件で発生します。この場合、インダクタ・リップル電流のピークtoピーク値は1.6Aで、検出電圧は$\Delta V_{SENSE} = 4 \bullet DCR \bullet \Delta I_{L(MIN)}$ = 19mVとなります。検出電圧は15mVより高いため、S/N比は十分高く、ジッタが抑制可能です。

3. 出力電圧を設定するために、帰還抵抗のR1とR2を選択します。R1が10kのとき、R2は以下のようになります。

$$R2 = \frac{V_{OUT} \bullet R1}{1.0} - R1$$

R2は110kとします。R1とR2のどちらも、許容誤差が1%を超えないようにします。

4. MOSFETを最大入力電圧と最大出力電圧に従って選択します。スイッチAとスイッチBはSW1に接続され、最大42Vの入力電圧下で動作するので、60V定格のMOSFETを選択します。スイッチCとスイッチDはSW2に接続され、12Vの出力電圧で動作するので、25V定格のMOSFETを選択します。降圧コンバータ、昇圧コンバータの設計と同様に、導通抵抗を低減するために$R_{DS(ON)}$が低いMOSFETが適しています。ただし、低$R_{DS(ON)}$のMOSFETではゲート容量が大きくなるため、スイッチング損失が高くなる可能性があります。LTC7878はロジック・レベルと標準レベルのMOSFETを駆動できるので、幅広いMOSFETから選択することができます。設計例では、BSC034N06NS3(非ロジック・レベル)とBSC014NE2LSI(ロジック・レベル)を採用しています。ブートストラップ・ダイオードはV_{IN}/V_{OUT}電圧の最高値に対応し、100mAを超える電流を許容する必要があります。TG1/TG2ドライバについてはPMEG6010ショットキー・ダイオードを選択します。

標準レベルのMOSFETを選択しているため、RUNピンに入力電圧UVLOを設定すると良いでしょう。V_{IN}とRUNピンの間に100k/20kの抵抗分圧器を配置し、V_{IN}が7.2Vより高いときにコンバータがオンになるよう設定します。

アプリケーション情報

PCボード・レイアウトのチェックリスト

基本的なPCボード・レイアウトには、専用のグランド・プレーン層が必要です。また、電流値が大きい場合は、多層ボードを使用すれば電源部品が発する熱を放出することができます。詳細な例については、評価用キット、デモ・ボード・レイアウト、デモ・マニュアルを参照してください。

- グランド・プレーン層にはパターンを配置しないでください。また、この層は、パワーMOSFETが置かれた層にできるだけ近づける必要があります。
- C_{IN}、スイッチA、スイッチBは1箇所にまとめて配置します。C_{OUT}、スイッチC、スイッチDも1箇所にまとめて配置します。
- 近接するビアを使用して各部品(LTC7878のSGNDとPGNDピンを含む)をグランド・プレーンに接続します。各電源部品には複数の大きいビアを使ってください。
- 十分な電圧フィルタリングを得て電力損失を抑えるために、V_{IN}とV_{OUT}には独立のプレーンを使用します。
- 全ての層について未使用領域は全て銅で覆います。これにより、電源部品の温度上昇を抑えることができます。これらの銅エリアはDCネット(V_{IN}もしくはグラウンド)に接続します。
- 信号グラウンドと電源グラウンドを分離します。小信号部品は全てSGNDピンに戻し、SGNDは1点でPGNDと接続します。
- スイッチBとスイッチCは可能な限りコントローラに接近させて配置し、PGND、BG、SWのパターンが短くなるようにします。
- dv/dtの高いSW1、SW2、BOOST1、BOOST2、TG1、TG2のノードは影響を受けやすい小信号ノードから離して配置します。
- スイッチA、スイッチB、C_{IN}コンデンサで形成される経路のリードとプリント基板パターンを短くします。スイッチC、スイッチD、C_{OUT}コンデンサで形成される経路のリードとプリント基板パターンも短くします。
- 出力コンデンサの(–)端子は、入力コンデンサの(–)端子とできるだけ近くで接続する必要があります。
- 上側ドライバ昇圧コンデンサC_{BST1}はBOOST1ピンおよびSW1ピンの近くで接続します。上側ドライバ昇圧コンデンサC_{BST2}はBOOST2ピンおよびSW2ピンの近くで接続します。
- 入力コンデンサC_{IN}と出力コンデンサC_{OUT}をパワーMOSFETの近くで接続します。これらのコンデンサは、昇圧領域と降圧領域でMOSFETのAC電流を供給します。
- V_{FB}ピンの抵抗分圧器をC_{OUT}の(+)端子と信号グラウンドの間に接続します。小容量のV_{FB}用バイパス・コンデンサをLTC7878のSGNDに接続することもできます。R2の接続は、入力コンデンサのような高電圧やノイズを伴う経路には沿わないようにします。
- ISNSPとISNSNのリードは、最小のプリント回路パターン間隔で一緒に配線します。ISNSPとSW1との電気的な接続には抵抗がないようにします。ISNSPとISNSNの間のフィルタ・コンデンサはICにできるだけ近づけて配置します。インダクタにはケルビン接続を使って高精度の電流検出を確保します。ISNSDを使用する場合は、ISNSDのフィルタ・コンデンサもICに近づけて配置します。
- ITH/ITHBピンの補償ネットワークは、ITHピンと信号グラウンド・ピンの間でICに近づけて接続します。このコンデンサは、補償ループからPCBノイズの影響と出力電圧のリップルを除去する効果があります。
- DRV_{CC}バイパス・コンデンサは、DRV_{CC}ピンとPGNDの間でICに近づけて接続します。このコンデンサはMOSFETドライバのピーク電流を供給します。1µFのセラミック・コンデンサを1個、DRV_{CC}ピンとPGNDピンのすぐ近くに追加すると、ノイズ性能を大幅に改善できます。

標準的応用例

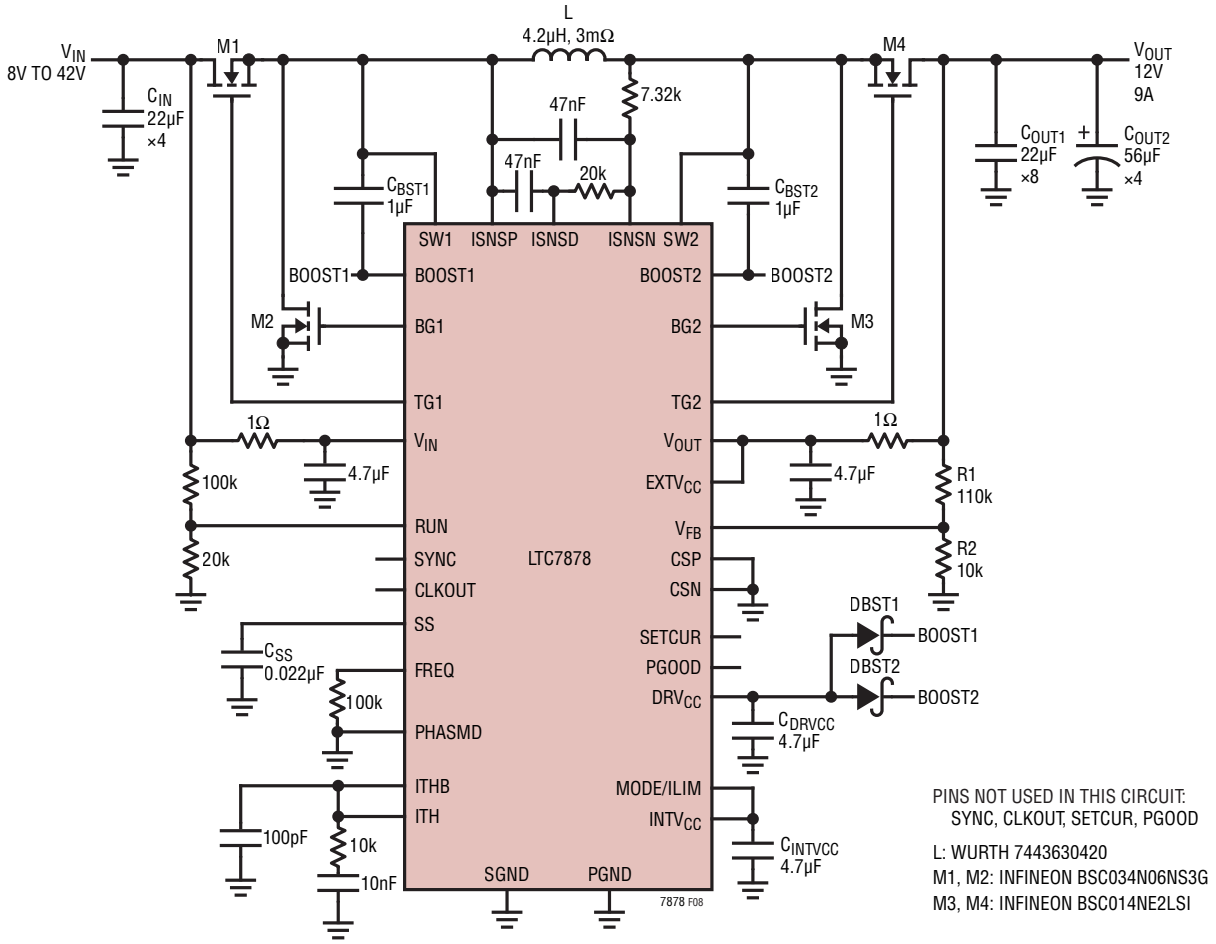


図 8. 入力 8V～42V、出力 12V$_{OUT}$/9A の高効率昇降圧コンバータ

標準的応用例

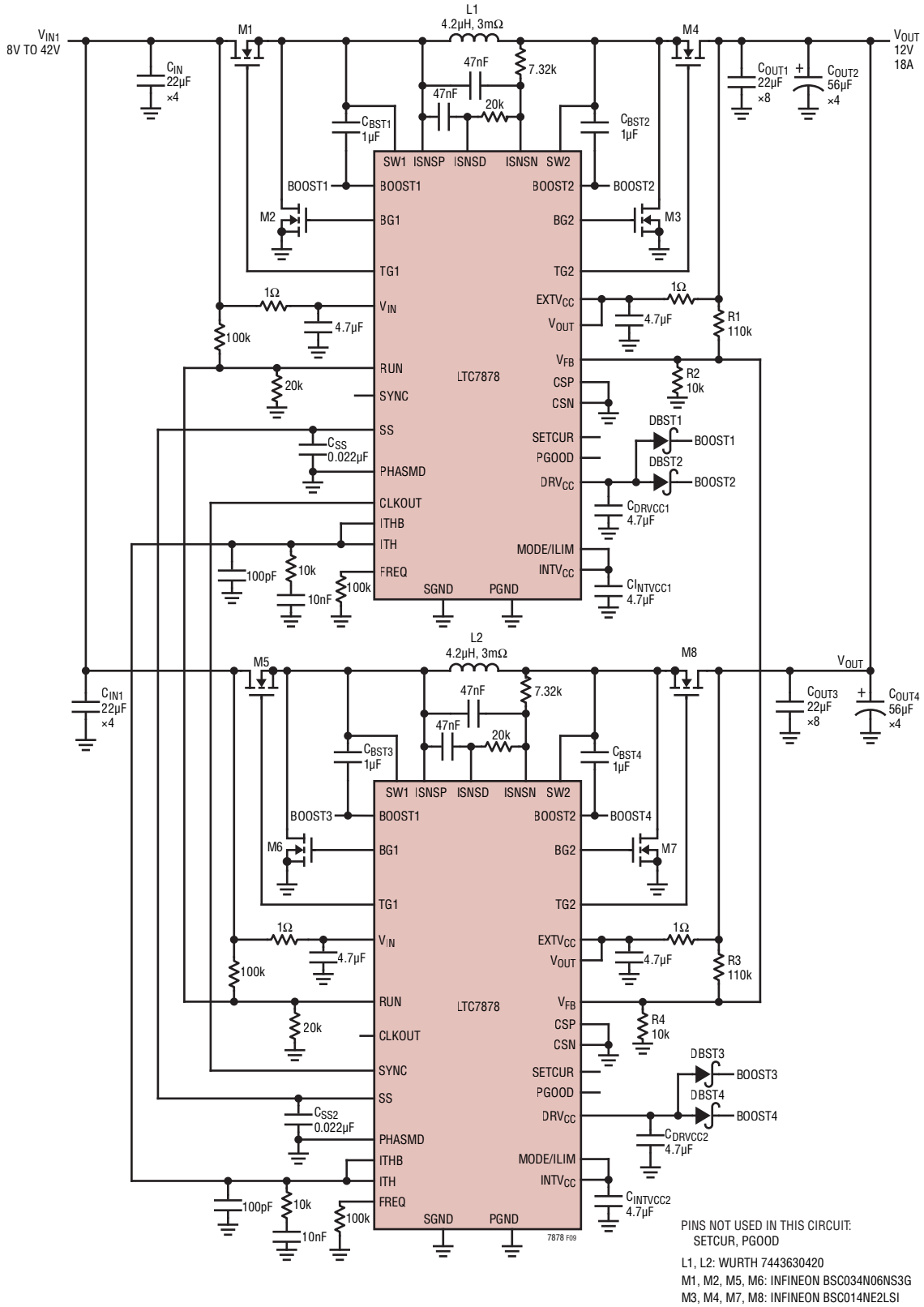


図9. 12V_{OUT}/18Aの昇降圧コンバータの2相並列動作

標準的応用例

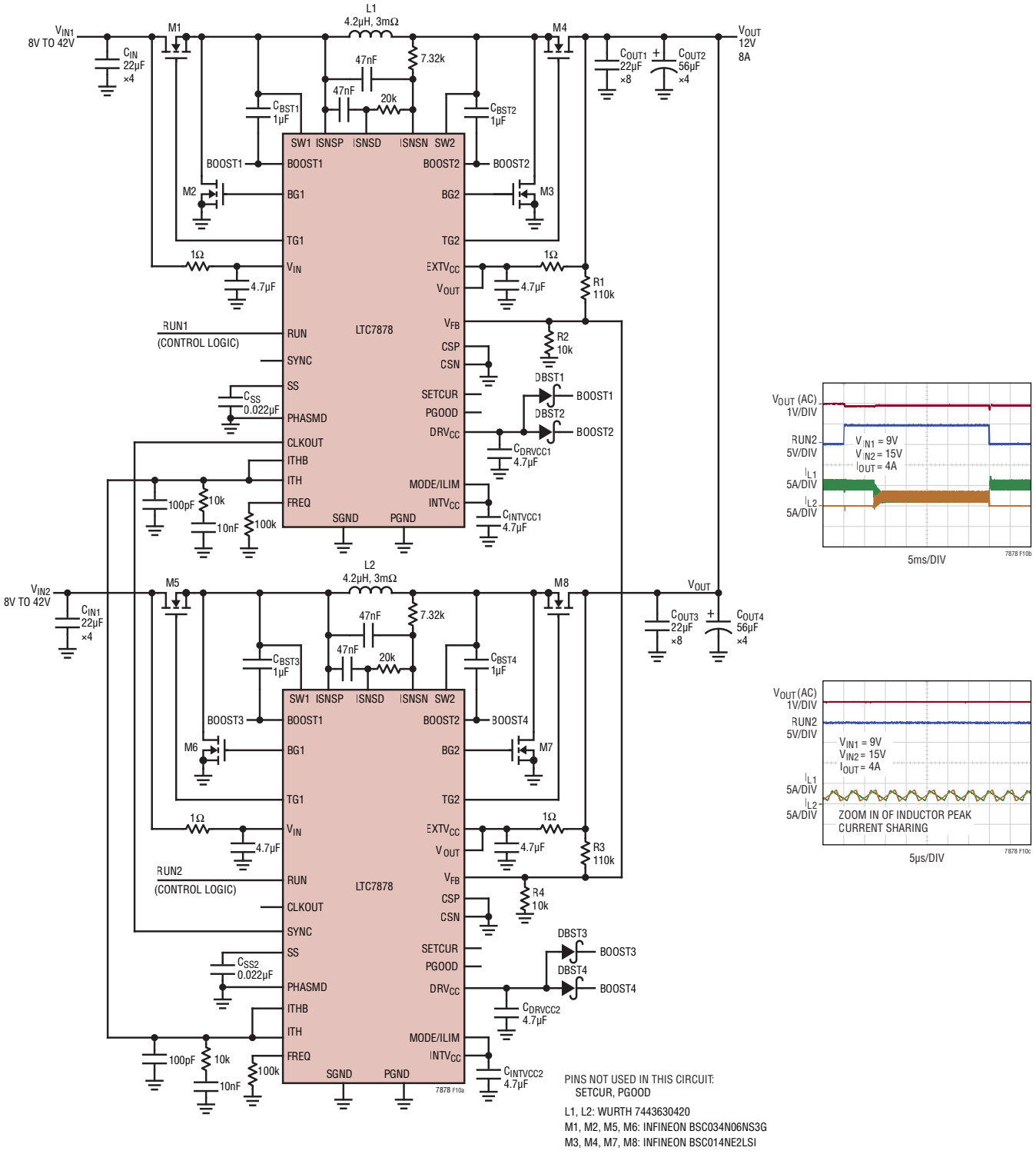
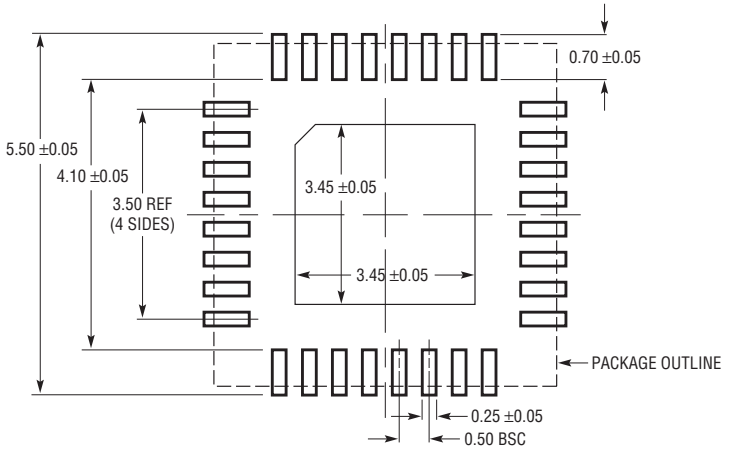


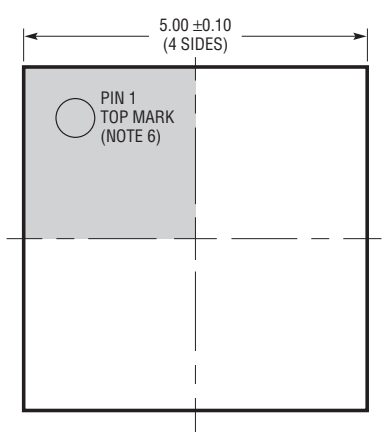
図 10. 冗長設計用に別入力電源を用いる $12V_{OUT}$/8A の 2 相並列昇降圧コンバータ

パッケージの説明

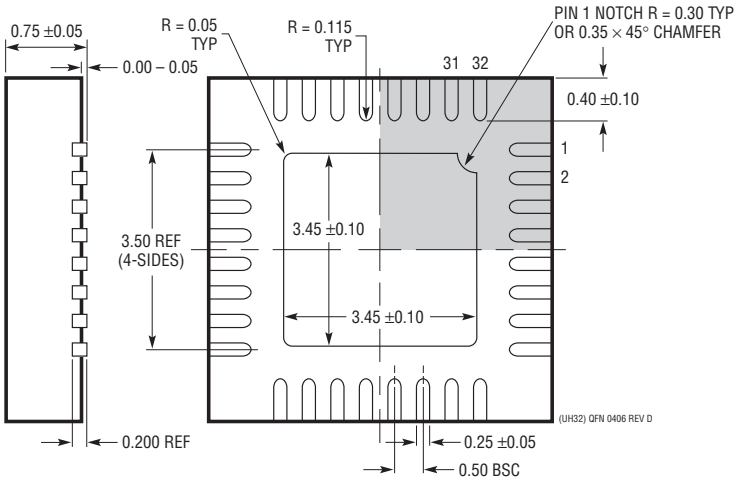
UH Package
32-Lead Plastic QFN (5mm × 5mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1693 Rev D)



RECOMMENDED SOLDER PAD LAYOUT
APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



BOTTOM VIEW—EXPOSED PAD

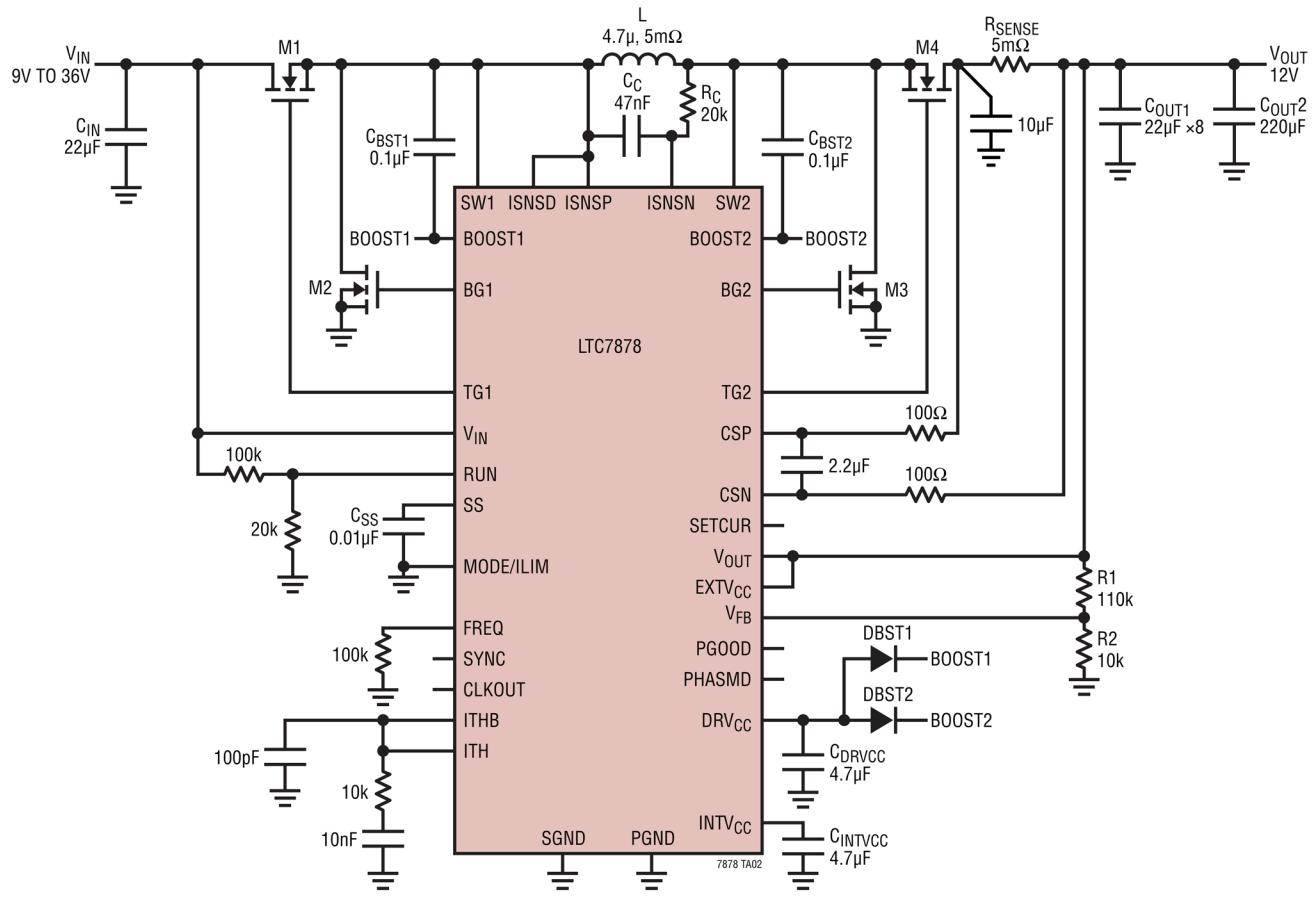


NOTE:
1. DRAWING PROPOSED TO BE A JEDEC PACKAGE OUTLINE
   M0-220 VARIATION WHHD-(X) (TO BE APPROVED)
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE
   MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.20mm ON ANY SIDE
5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED
6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION
   ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

アナログ・デバイセズ社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることに万全を期していますが、その利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。仕様は予告なく変更される場合があります。アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。

標準的応用例

入力9V～36V、出力12Vの昇降圧コンバータ、10Aの出力電流制限付き



関連製品

製品番号	概要	注釈
LTC3789	入力電圧と出力電圧が38Vの高効率、同期整流式4スイッチ昇降圧コントローラ	$4V \le V_{IN} \le 38V$、$0.8V \le V_{OUT} \le 38V$、最大効率99%、電流モード制御
LTC3779	入力電圧と出力電圧が150Vの同期整流式4スイッチ昇降圧コントローラ	$4.5V \le V_{IN} \le 150V$、$1.2V \le V_{OUT} \le 150V$、最大効率99%、ロジック・レベルと標準レベルの閾値のMOSFETをドライブ可能、TSSOP-38
LTC3777	入力電圧と出力電圧が150Vの同期整流式4スイッチ昇降圧コントローラ＋スイッチング・バイアス電源	$4.5V \le V_{IN} \le 150V$、$1.2V \le V_{OUT} \le 150V$、最大効率99%、ロジック・レベルと標準レベルの閾値のMOSFETをドライブ可能、TSSOP-38
LT®8705A	80V同期整流式4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ	$2.8V \le V_{IN} \le 80V$、入力電流と出力電流のモニタ、5mm × 7mm QFN-38およびTSSOP-38
LTC8708	双方向機能を備えた80V同期整流式4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ	2.8V（$EXTV_{CC}$ > 6.4Vが必要）≤ $V_{IN} \le 80V$、$1.3V \le V_{OUT} \le 80V$、5mm × 8mm QFN-40
LTM®8056	58V昇降圧µModuleレギュレータ、調整可能な入出力電流制限値	$5V \le V_{IN} \le 58V$、$1.2V \le V_{OUT} \le 48V$、15mm × 15mm × 4.92mm BGAパッケージ
LT8392	スペクトラム拡散機能付き60V同期4整流式スイッチ昇降圧コントローラ	$3V \le V_{IN} \le 60V$、$1.2V \le V_{OUT} \le 60V$、I_Q = 2uA、4mm × 5mm QFN-28およびTSSOP-28
LTC7813	低EMI、低入出力リップル、低I_Qの60V同期整流式昇圧＋降圧コントローラ	4.5V（起動後は最小2.2V）≤ $V_{IN} \le 60V$、昇圧時のV_{OUT}最大60V、降圧時$0.8V \le V_{OUT} \le 60V$、I_Q = 29µA、5mm × 5mm QFN-32

www.analog.com
©ANALOG DEVICES, INC. 2022